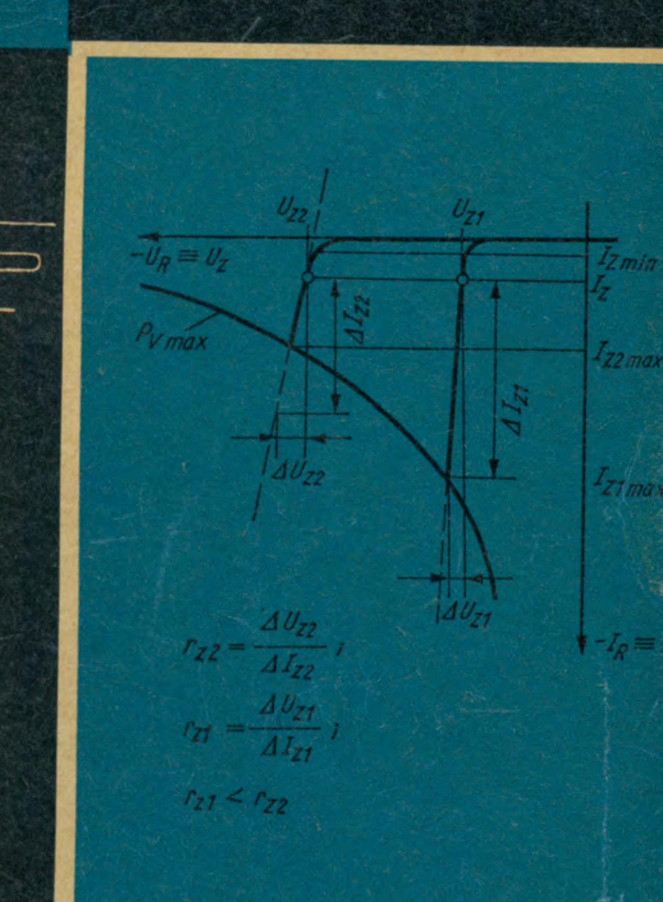
70

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Willfried Schurig

Kennlinien elektronischer Bauelemente

Teil II — Halbleiterdioden

Der praktische Funkamateur · Band 70

Kennlinien Teil II — Halbleiterdioden

WILLFRIED SCHURIG

Kennlinien elektronischer Bauelemente

Teil II · Halbleiterdioden



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 10. Mai 1967

Inhaltsverzeichnis

1. Die Halbleiterdiode

1.1. Der pn-Übergang

Die uns umgebenden Stoffe setzen bei normalen Raumtemperaturen dem hindurchfließenden elektrischen Strom einen unterschiedlichen Widerstand entgegen. Ihr elektrisches Leitvermögen bzw. ihr spezifischer Widerstand stellt eine material- und temperaturabhängige Größe dar. Entsprechend ihrem elektrischen Leitvermögen können sie grundsätzlich einer der nachfolgend genannten Gruppen zugeordnet werden:

- Leiter
- Nichtleiter (Isolatoren)
- Halbleiter

Zwischen den beiden extremen Gruppen – Leitern und Nichtleitern (wobei es bei normalen Raumtemperaturen keinen absoluten Nichtleiter mit unendlich großem spezifischem Widerstand gibt) – liegt die Gruppe der Halbleiter, von der im vorliegenden Fall besonders Germanium- und Siliziumhalbleiter interessieren. Diese Materialien sind durch die starke Abhängigkeit ihres spezifischen Widerstands von der Umgebungstemperatur, von Verunreinigungen und teilweise vom Lichteinfall charakterisiert.

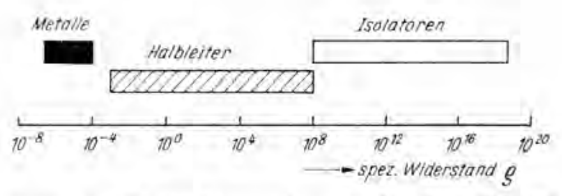


Bild 1 Einteilung der festen Körper entsprechend ihrem spezifischen Widerstand (nach [5])

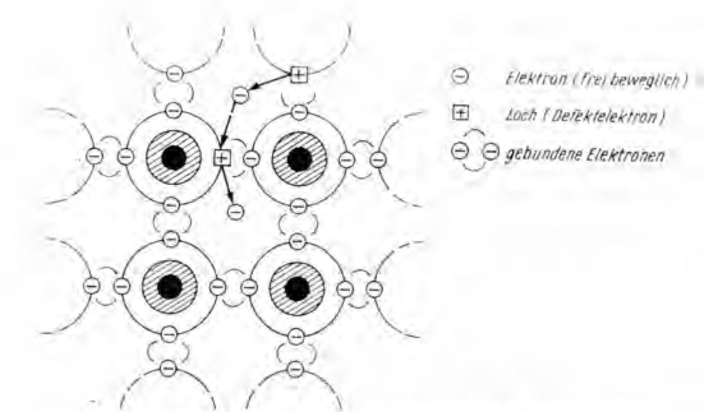


Bild 2 Kristallgitter mit freien Elektronen und festsitzenden Defektelektronen

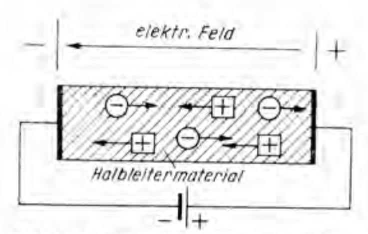


Bild 3 Ladungsträgerbewegung bei angelegter Spannung

Für die durchzuführenden Betrachtungen interessiert zunächst besonders der Einfluß von Verunreinigungen im Kristallaufbau des Halbleitermaterials. Als Ausgangsmaterial für Halbleiterbauelemente wird ein extrem hoher Reinheitsgrad gefordert. Das durch spezielle physikalische Verfahren auf den geforderten hohen Reinheitsgrad gebrachte Ausgangsmaterial wird nun durch ein gesteuertes „Verunreinigen" in seinem elektrischen Leitvermögen beeinflußt. Man spricht von *Dopen* oder *Dotieren* und versteht darunter das Einbringen ganz bestimmter Fremdatome in den Kristallaufbau. Als Elemente

der 4. Gruppe des periodischen Systems haben Germanium und Silizium 4 Valenzelektronen auf der äußeren Bahn. Durch die thermische Eigenbewegung der Atome im Kristallaufbau reißen Bindungen zwischen benachbarten Atomen auf — Valenzelektronen werden frei beweglich. Am Atomrumpf verbleiben positiv geladene Löcher (Defektelektronen), in die frei bewegliche Valenzelektronen eintreten. Man nennt dies Rekombination. Dabei stellt sich ein temperaturabhängiges Gleichgewicht zwischen Aufbrechen von Bindungen und der Zahl der Rekombinationen je Zeiteinheit ein. Die Zahl der frei beweglichen Valenzelektronen ist auch temperaturabhängig. Sie steigt mit zunehmender Umgebungstemperatur. Durch ein angelegtes Feld lassen sich die Flugbahnen der Elektronen und der Defektelektronen beeinflussen (Bild 3). Die Bewegung der Ladungsträger (Elektronen und Defektelektronen) durch das Halbleitermaterial ergibt einen Stromfluß. Da es sich um ein nicht dotiertes Material handelt, d. h. nur die eigenen Halbleiteratome die Leitfähigkeit bewirken, spricht man von der Eigenleitung oder Eigenleitfähigkeit. Sie ist in großem Maße temperaturabhängig und begrenzt durch ihr starkes Wachsen bei höheren Temperaturen die Einsatzmöglichkeit der Halbleiter (unerwünschter Effekt der Eigenleitung). Silizium zeigt dabei ein günstigeres Verhalten als Germanium.

Eine nichtlineare Strom/Spannungs-Kennlinie ergibt sich bei Halbleiterbauelementen erst an Übergängen unterschiedlich dotierter Halbleitergebiete. Zum Dotieren dienen Elemente, deren Atome ein Valenzelektron mehr oder weniger als Germanium besitzen. Übersteigt die Zahl der Valenzelektronen die des Germaniums um eins, so spricht man von Donatoren oder Donoren. Typische Donatoren sind Arsen, Antimon und Phosphor. Das überschüssige Elektron bewirkt eine Elektronenleitung (n-Leitung) — Bild 4. Als Akzeptoren werden die Fremdatome bezeichnet, deren Valenzelektronenzahl die des Germaniums um eins unterschreitet. Als Akzeptoren finden Indium, Gallium und Aluminium Verwendung. Das fehlende Elektron (Defektelektron) entspricht einem Loch. Man spricht deshalb von Löcherleitung (p-Leitung) — Bild 5.
Durch verschiedenartige technologische Verfahren (z. B. Le-

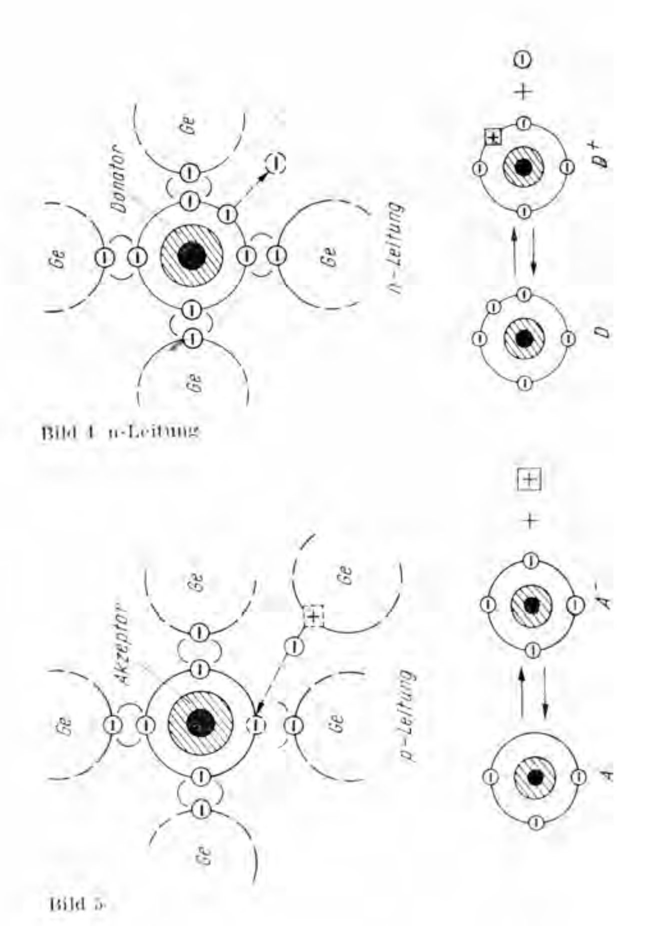


Bild 4 n-Leitung

Bild 5

gieren, Diffundieren) kann innerhalb eines Halbleiterstücks ein abrupter Übergang von p-leitendem zu n-leitendem Material erzeugt werden; es entsteht der pn-Übergang (Bild 6). Ein solcher pn-Übergang zeigt in Abhängigkeit von der Polarität der jeweils von außen angelegten Spannung ein ausgeprägtes Durchlaß- oder Sperrverhalten. Leser, die tiefer

in die physikalischen Zusammenhänge eindringen wollen, finden z. B. in [1], [5] und [6] entsprechende Darstellungen. An der Grenze zwischen den beiden unterschiedlich dotierten Halbleitermaterialien befindet sich im p-leitenden Teil eine Anhäufung von Löchern (Defektelektronen), im n-leitenden Teil eine Anhäufung von Elektronen. Diese unterschiedlichen Ladungsträgerkonzentrationen auf beiden Seiten haben ein Ausgleichsbestreben. Aus dem linken Teil wandern (diffun-

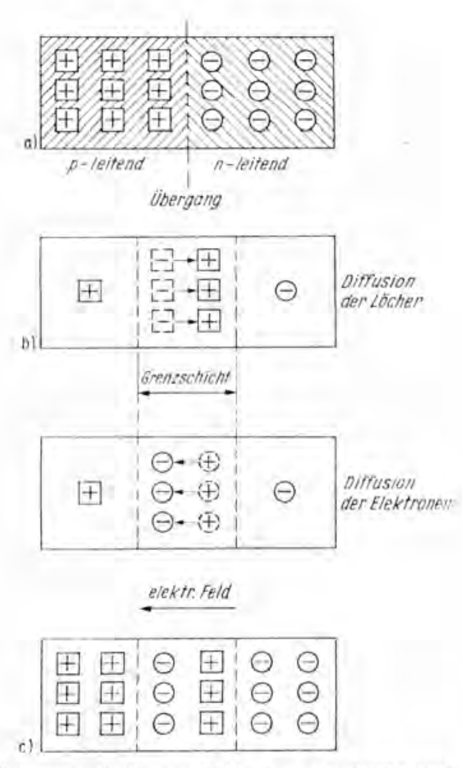


Bild 6 Der pn-Übergang mit Grenzschicht; a — Ausgangsphase, b — Diffusion der Ladungsträger, c — pn-Übergang mit Grenzschicht und durch die Diffusion entstehendem Feld

dieren) Löcher in den rechten Teil, und aus dem rechten Teil diffundieren Elektronen in den linken Teil. Diese Diffusion der beiden Ladungsträgerarten (Elektronen mit negativer Ladung, Löcher mit gleicher positiver Ladung) geschieht völlig ohne angelegte äußere Felder. Sie führt keinesfalls zu einer Durchmischung des gesamten Halbleitermaterials. Es bildet sich beiderseitig vom pn-Übergang nur eine schmale Grenzschicht von einigen Mikrometer Stärke heraus.
Der Potentialunterschied zwischen der negativen Raumladung im n-Teil der Grenzschicht und der positiven Raumladung im p-Teil der Grenzschicht hat die Herausbildung eines elektrischen Feldes in der eingezeichneten Richtung (von positiver zu negativer Raumladung gerichtet) zur Folge. Dieses sich aufbauende Feld wirkt der Diffusion entgegen. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein.
An dieses Halbleiterstück wird nun eine äußere Spannung angelegt. Wir müssen hierbei 2 Fälle unterscheiden:

a — Der p-leitende Teil wird mit dem Pluspol, der n-leitende Teil mit dem Minuspol der Spannungsquelle verbunden. In dem Halbleiter bildet sich infolge der angelegten Spannung ein von Plus nach Minus gerichtetes elektrisches Feld aus. Dieses Feld wirkt dem durch die Raumladung gebildeten Feld entgegen und kompensiert es zum Teil oder hebt es entsprechend der jeweils angelegten Spannung

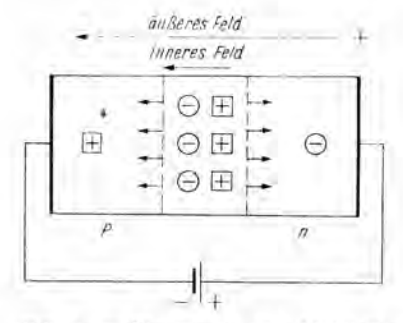


Bild 7 pn-Übergang in Durchlaßrichtung

völlig auf. Infolgedessen wird das Gleichgewicht zwischen Diffusion und sich herausbildendem Feld gestört. Weitere Ladungsträger (Löcher und Elektronen) können über den pn-Übergang diffundieren. Diese gerichtete Ladungsträgerbewegung über den pn-Übergang hinweg ergibt den Stromfluß durch den Halbleiter; der Halbleiter arbeitet in Durchlaßrichtung (Bild 7).

b — Der p-leitende Teil wird mit dem Minuspol, der n-leitende Teil mit dem Pluspol der Spannungsquelle verbunden. Analog zu a bildet sich wiederum ein von Plus nach Minus gerichtetes Feld aus. Dieses Feld liegt mit dem durch die unterschiedlichen Raumladungen der beiden Grenzschichthälften gebildeten Feld in einer Richtung. Auch hier kommt es zu einer Störung des Gleichgewichts zwischen Diffusion und entstandenem Feld. Das von der angelegten Spannung herrührende Feld unterstützt die Unterbindung des Diffusionsvorgangs. Die frei beweglichen Ladungsträger (Löcher und Elektronen) werden aus der Grenzschicht verdrängt. Diese verarmt dadurch an Ladungsträgern, weshalb kein Ladungstransport und damit kein Stromfluß durch die Grenzschicht erfolgt; der Halbleiter arbeitet in Sperrichtung (Bild 8).

Auf diese Weise entsteht ein Halbleiterbauelement mit nichtlinearer Strom/Spannungs-Kennlinie.

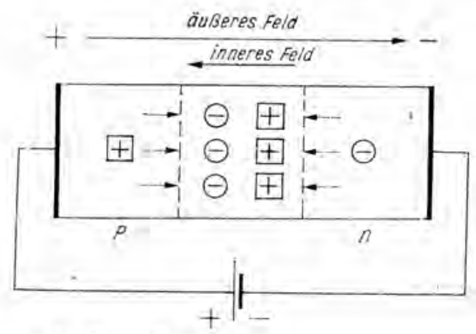


Bild 8 pn-Übergang in Sperrichtung

1.2. Die ideale statische Kennlinie der Halbleiterdiode

Halbleiterdioden zeigen infolge des erläuterten Verhaltens eines pn-Übergangs in grober Näherung die in Bild 9 gezeigte Strom/Spannungs-Kennlinie. Sie läßt sich deutlich in einen Durchlaß- und einen Sperrbereich trennen.

Die Feinstruktur der Kennlinie einer Diode zeigt Bild 10. Für den Strom I durch eine Diode gilt die Beziehung (Diodengleichung)

$$I = |I_{RS}| \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1); \tag{1.1}$$

I_{RS} — Sperrsättigungsstrom, U — an die Diode angelegte Spannung, U_T — Temperaturspannung, sie beträgt bei 25 °C etwa 0,026 V, d. h. $1/U_T \approx 39 \cdot 1/V$, e = 2,72 ... — Basis der natürlichen Logarithmen.

Für normale Raumtemperaturen folgt aus Gl. (1.1) mit $U_T \approx 0{,}026$ V

$$I = |I_{RS}| (e^{39 \cdot U} - 1). \tag{1.1a}$$

Will man mit Hilfe der Gl. (1.1a) für die in Bild 10 gezeigte Kennlinie die notwendigen Wertepaare rechnerisch ermitteln, so können folgende Vereinfachungen vorgenommen werden. In der Durchlaßrichtung ($U \to U_F$ = Durchlaßspannung; $I \to I_F$ = Durchlaßstrom) wird bei einer Spannung $U_F = 0{,}1$ V,

$$e^{39 \cdot U_F} = e^{3,9} \approx 50$$

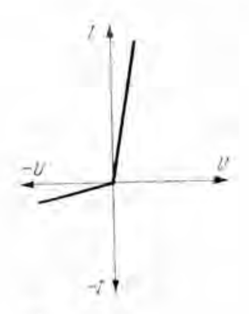


Bild 9
Strom/Spannungs-Kennlinie des pn-Übergangs

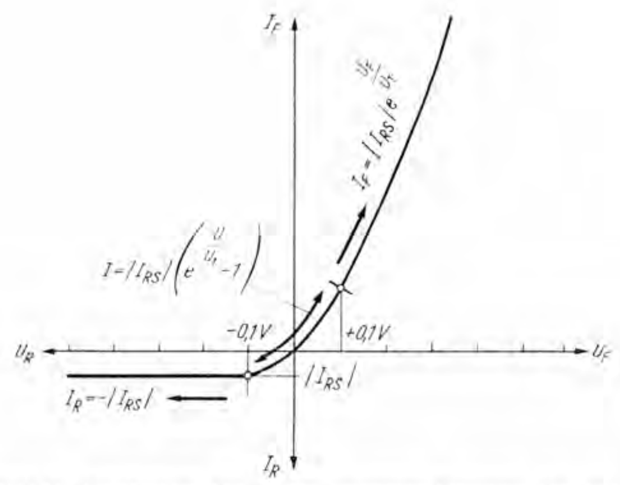


Bild 10 Feinstruktur der Strom/Spannungs-Kennlinie des pn-Übergangs

der Ausdruck $e^{3,9} \gg 1$. Bei Spannungen $U_F \geqq 0{,}1$ V kann somit der negative Summand -1 ohne bedeutenden Fehler vernachlässigt werden. Die Durchlaßkennlinie verläuft damit ab diesem Spannungswert in sehr guter Näherung wie eine reine e-Funktion. Es gilt deshalb

$$I_F = |\,I_{RS}\,| \cdot e^{39 \cdot U_F} \tag{1.2}$$

($U_F \geqq 0{,}1$ V; bei Zimmertemperatur).

Eine ähnliche Betrachtung liefert für die Sperrichtung ($U \to U_R$ = Sperrspannung; $I \to I_R$ = Sperrstrom)

$$I_R = |\,I_{RS}\,| \cdot (e^{39 \cdot U_R} - 1)\,. \tag{1.3}$$

Da $U_R < 0$, also negativ ist, folgt aus Gl. (1.3)

$$I_R = |\,I_{RS}\,| \cdot (e^{-39 \cdot |\,U_R\,|} - 1)$$

$$I_R = |\,I_{RS}\,| \cdot \left(\frac{1}{e^{39 \cdot |\,U_R\,|}} - 1\right). \tag{1.3a}$$

Für Sperrspannungen $U_R \leqq -0{,}1$ V gilt gleichfalls

$$e^{39 \cdot |U_R|} = e^{3{,}9} \approx 50$$

und damit

$$I_R = |I_{RS}| \left(\frac{1}{50} - 1\right) \approx |I_{RS}| \cdot (-1) . \qquad (1.4)$$

Da I_{RS} einen konstanten Wert hat, kann in guter Näherung die Kennlinie der Diode bei Sperrspannungen $U_R \leqq -0{,}1$ V durch eine Gerade parallel zur Spannungsachse mit der Gleichung

$$I_R = -|I_{RS}| \qquad (1.5)$$

ersetzt werden.
Noch ein dritter Kennlinienpunkt läßt sich sehr einfach aus Gl. (1.1) ermitteln. Für $U = U_F = U_R = 0$ folgt

$$I = |I_{RS}| (e^0 - 1) . \qquad (1.1b)$$

Da $e^0 = 1$ (Definition), findet man

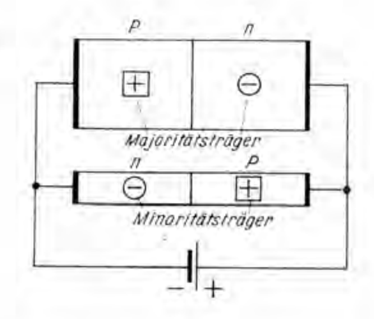
$$I = |I_{RS}| (e^0 - 1) = 0 ,$$

d. h., ohne angelegte äußere Spannung fließt kein Strom durch die Diode. Das war auch anschaulich zu erwarten.
Für die weitere Betrachtung der Diodenkennlinie verbleibt somit nur noch der Bereich

$$-0{,}1 \text{ V} \leqq U \leqq +0{,}1 \text{ V} .$$

Hier zeigt die Strom/Spannungs-Kennlinie der Diode ein Übergangsverhalten, wodurch eine Näherung nicht zum Ziel führt.
Die in Bild 10 gezeigte und in der vorstehenden Rechnung abgeleitete Diodenkennlinie stellt den Idealfall dar. Ausgangspunkt für die Berechnung bildete der konstante Sperrsättigungsstrom I_{RS}, ein Strom, der durch die konstruktiven Einzelheiten des pn-Übergangs, das zur Herstellung des pn-Übergangs angewandte technologische Verfahren, durch den Dotierungsfaktor usw. festgelegt ist. Grundsätzlich dürfte in Sperrichtung überhaupt kein Stromfluß nachweisbar sein (vgl. Abschn. 1.1.).

Bild 11
Zur Entstehung des Sperrstroms



Die an dieser Stelle durchgeführten Betrachtungen wurden allerdings auch unter einer bestimmten Idealisierung vorgenommen. Es befindet sich aber auch im p-leitenden Material neben einer sehr großen Zahl von Defektelektronen eine wesentlich kleinere Zahl von Elektronen. Ebenso enthält n-leitendes Material neben der großen Anzahl der beweglichen Elektronen eine sehr kleine Zahl Defektelektronen. Man spricht daher auch von Majoritätsträgern und versteht darunter die in weitaus größerer Zahl im dotierten Material vorhandenen Ladungsträger oder von Minoritätsträgern und versteht darunter die nur in sehr kleiner Zahl im dotierten Material vorhandenen Ladungsträger. Im p-leitenden Material sind Löcher bzw. Defektelektronen die Majoritätsträger, die Elektronen die Minoritätsträger, im n-leitenden Material dagegen die Elektronen die Majoritätsträger und die Defektelektronen die Minoritätsträger. Den im vorangegangenen Abschnitt betrachteten pn-Übergang müßte man daher im Realfall durch eine Parallelschaltung eines gutleitenden pn-Übergangs (hohe Konzentration der Majoritätsträger ergibt eine gute Leitfähigkeit in Durchlaßrichtung) und eines schlechtleitenden pn-Übergangs (niedrige Konzentration der Minoritätsträger ergibt nur eine schlechte Leitfähigkeit in Sperrichtung) ersetzen (Bild 11). Damit erklärt sich zumindest das Auftreten eines geringen Sperrstroms. Den Nachweis für das Erreichen eines konstanten Sperrsättigungsstroms I_{RS} zu bringen, überschreitet den Rahmen dieser Broschüre.

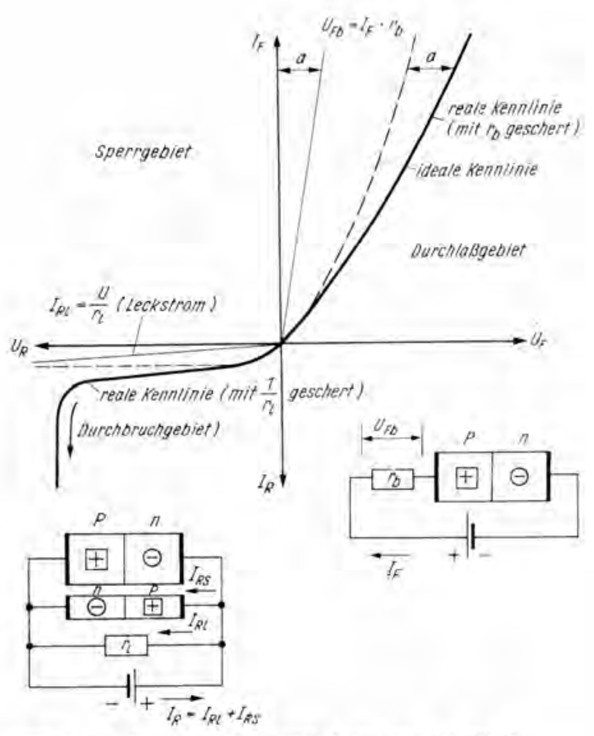


Bild 12 Reale Strom/Spannungs-Kennlinie der Diode

1.3. Die reale Kennlinie der Halbleiterdiode

Die reale Kennlinie der Halbleiterdiode weicht von der idealisierten Kennlinienform in Bild 9 und 10 — insbesondere bei höheren Durchlaß- und Sperrspannungen — ab (Bild 12). Betrachten wir zunächst die Abweichungen in der Sperrichtung. Bei Messungen zeigt sich mit zunehmender Sperrspannung ein geringfügiger Anstieg des Sperrstroms. Zu dem Sperrsättigungsstrom kommt der Leckstrom hinzu. Er entsteht vor allem durch Oberflächeneinflüsse und ergibt etwa proportional mit der Sperrspannung ansteigende Ströme, die

in einem Ersatzschaltbild durch einen Parallelwiderstand (Leckwiderstand r_l) zur idealisierten Halbleiterdiode zu realisieren sind. Wird die Sperrspannung weiter erhöht, so steigt der Sperrstrom ab einem bestimmten Wert stark an. Die Kennlinie fällt sehr stark ab, der Stromfluß durch die Halbleiterdiode wird nur noch durch den Widerstand des Halbleitermaterials und den inneren Widerstand der Spannungsquelle begrenzt. Die von außen an den pn-Übergang angelegte Sperrspannung erzeugt im pn-Übergang eine solch hohe Feldstärke, daß dieser durchbrochen und bis auf einige Spezialausführungen, die diesen Effekt direkt nutzen (Zenerdioden), zerstört wird. Diese Durchbrucherscheinungen legen die maximal zulässige Sperrspannung fest, deren Überschreiten zur Zerstörung des Bauelements führen würde. Dieser Wert interessiert besonders bei Einsatz von Dioden zur Netzgleichrichtung (vgl. Abschn. 2.1.2.). Der Abfall der Sperrkennlinie stellt ein Maß für die Güte der Sperrschicht dar. Eine einwandfreie Sperrschicht weist im Bereich $U_R < -0{,}1$ V einen nahezu waagrechten Verlauf auf, der sehr rasch in den Kennlinienteil mit Durchbruchcharakter übergeht. Einen schlechten Übergang erkennt man unter anderem am hohen Leckstromanteil, d. h. an einem relativ erheblichen Abfall der Sperrkennlinie und einem allmählichen Übergang in das Kennliniengebiet mit Durchbruchcharakter.
Erwähnt sei noch, daß bei Germanium der Übergang zum Durchbruch gleitender erfolgt als bei Silizium. Auch die Technologie der Sperrschichterzeugung spielt eine wesentliche Rolle für die Form der Sperrkennlinie im Durchbruchgebiet. So haben Spitzendioden relativ stark fallende Sperrkennlinien, die zum Teil ohne hervorstechenden Knick in das Durchbruchgebiet übergehen. Spitzendioden ähneln in

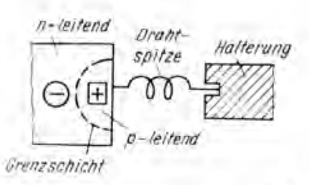


Bild 13
Prinzipieller Aufbau einer Spitzendiode

ihrem Aufbau dem bekannten Detektor der Kinderjahre mit Drahtspitze und Bleiglanzkristall (Bild 13). Der pn-Übergang wird hier durch einen oder mehrere formierende Stromstöße über die aufgesetzte Spitze in der unmittelbaren Umgebung des Aufsetzpunkts erzeugt. Spitzendioden haben insbesondere für Demodulations- und Modulationsschaltungen und für Schalteranwendungen in der Rechentechnik Bedeutung. Der erzielbare Strom ist zwar nur klein, reicht aber für diese Zwecke völlig aus. Viel wesentlicher für ihre Anwendung ist die geringe Sperrschichtkapazität, die praktisch eine Parallelschaltung zur eigentlichen Diode darstellt und bei entsprechenden Werten für anliegende HF-Signale oder steile Impulse in rascher Folge einen Nebenschluß bilden würde. Für die Netzgleichrichtung eignen sich Spitzendioden nicht. Hierfür findet die bisher beschriebene Form mit flächenhaftem pn-Übergang (Flächendiode) Verwendung. Ebenso wie in der Sperrichtung ergeben sich auch in der Durchlaßrichtung Abweichungen vom idealen Verlauf. Sie haben verschiedene Ursachen. Wir wollen nur einen Einfluß betrachten – den Bahnwiderstand r_b. Das sich zwischen der Sperrschicht und den beiden Kontakten zum Anschluß der Diode an den äußeren Stromkreis befindende Halbleitermaterial setzt dem hindurchfließenden Strom infolge seines nicht zu vernachlässigenden spezifischen Widerstands einen bestimm-

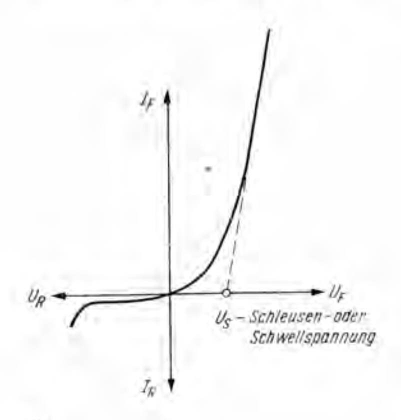


Bild 14
Zur Definition der Schleusenspannung (Schwellspannung)

ten Widerstand entgegen. Dieser Widerstand bewirkt insbesondere bei höheren Durchlaßströmen einen nicht zu vernachlässigenden Spannungsabfall. Die reale Durchlaßkennlinie verläuft dadurch bei höheren Durchlaßspannungen flacher als die ideale Kennlinie (Scherung — man vergleiche mit den Ausführungen im I. Teil).
In der Literatur findet man mitunter die Angabe der Schleusenspannung. Bei größeren Durchlaßspannungen geht die ideale Kennlinie der Halbleiterdiode in eine reine e-Funktion Gl. (1.2) über. Im Realfall läßt sich die Durchlaßkennlinie insbesondere von Siliziumflächendioden bei Durchlaßspannungen oberhalb 1 V durch eine sehr steil ansteigende Gerade ersetzen. Verlängert man diese Gerade nach unten bis zum Schnittpunkt mit der Spannungsachse, so ergibt die zu diesem Punkt gehörende Spannung die Schleusenspannung. Sie beträgt für Silizium etwa $+0{,}5 \ldots +0{,}7$ V und besitzt insofern für Leistungsgleichrichter Bedeutung, als erst oberhalb dieser Schleusenspannung ein steiler Anstieg der Durchlaßkennlinie erfolgt; der Durchlaßwiderstand wird also sehr klein.

1.4. Die Auswertung der Kennlinie der Halbleiterdiode

Den Anwender interessiert besonders der statische Durchlaßwiderstand r_F, d. h. der Gleichstromdurchlaßwiderstand für einen bestimmten Arbeitspunkt im Durchlaßbereich. Er errechnet sich zu

$$r_F = \frac{U_F}{I_F}; \qquad (1.6)$$

U_F — Durchlaßspannung im gewählten Arbeitspunkt,
I_F — Durchlaßstrom im gleichen Arbeitspunkt.
Die grafische Ermittlung des Durchlaßwiderstands r_F geht aus Bild 15 hervor. Jedem Wert, der innerhalb der zulässigen Betriebswerte für die Durchlaßspannung vorgesehen ist, kann eindeutig ein bestimmter Durchlaßstrom zugeordnet werden. Der Winkel α_F ist dabei dem statischen Durchlaßwiderstand

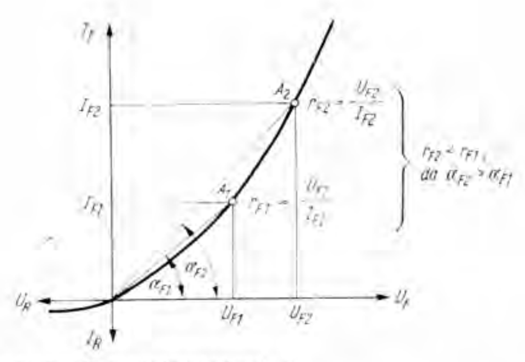


Bild 15 Statischer Durchlaßwiderstand r_F

umgekehrt proportional. Neben dem statischen Durchlaßwiderstand interessiert ein analog definierter statischer Sperrwiderstand r_R, d. h. der Gleichstromsperrwiderstand für einen bestimmten Arbeitspunkt im Sperrbereich. Für seine Berechnung gilt

$$r_R = \frac{U_R}{I_R}; \tag{1.7}$$

U_R — Sperrspannung im gewählten Arbeitspunkt, I_R — Sperrstrom im gleichen Arbeitspunkt.

Seine grafische Bestimmung aus dem Verlauf der Sperrkennlinie zeigt Bild 16. Auch hier besteht ein umgekehrt proportionales Verhalten zwischen statischem Sperrwiderstand und

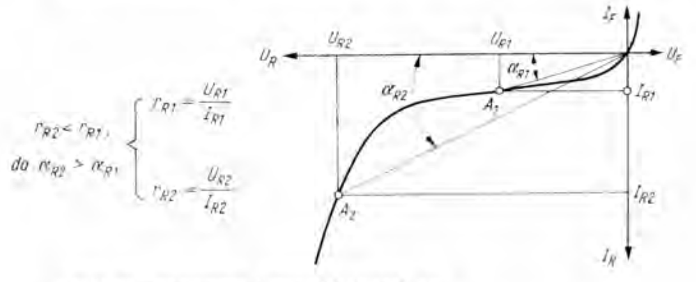


Bild 16 Statischer Sperrwiderstand r_R

Winkel α_R. Für zeitlich veränderliche Vorgänge (Wechselstrom- und Schaltvorgänge) interessieren die entsprechenden dynamischen Widerstände, d. h. der dynamische Durchlaßwiderstand r_f und der dynamische Sperrwiderstand r_r. Beide Größen charakterisieren die Widerstände, die einer Änderung der Durchlaß- oder Sperrspannung in einem bestimmten Arbeitsgebiet der Halbleiterdiode entgegengesetzt werden. Sie

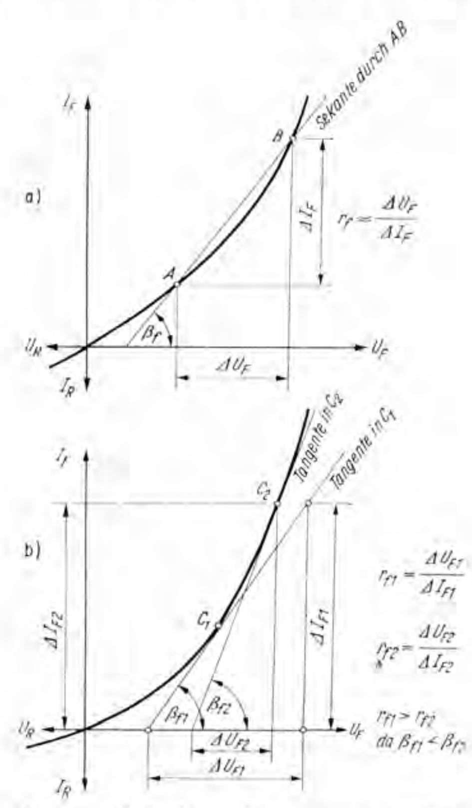


Bild 17 Dynamischer Durchlaßwiderstand r_f: a — angenäherte Berechnung mittels Sekante, b — genaue Berechnung mittels Tangente

unterscheiden sich im allgemeinen infolge des nichtlinearen Kennlinienverlaufs von den statischen Werten. Der dynamische Durchlaßwiderstand (Wechselstromwiderstand in Durchlaßrichtung) ergibt sich aus

$$r_f \approx \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}\ ; \tag{1.8}$$

ΔU_F – Differenz der Durchlaßspannung zwischen zwei Arbeitspunkten im betrachteten Arbeitsgebiet, ΔI_F – Differenz der Durchlaßströme für die gleichen Arbeitspunkte.

Die Gleichung liefert nur für eng beieinander liegende Arbeitspunkte ausreichend genaue Ergebnisse. Bild 17 gibt dafür eine nähere Erläuterung. Die Differenzbildung entspricht der Annäherung des gekrümmten Kennlinienverlaufs durch eine Sekante; je stärker die Krümmung und je größer der betrachtete Abstand werden, desto ungenauere Ergebnisse liefert Gl. (1.8) und die dieser Gleichung entsprechende grafische Darstellung. Eine genaue Methode der grafischen Ermittlung des differentiellen Durchlaßwiderstands zeigt das gleiche Bild. Soll z. B. die Größe r_f für den Arbeitspunkt C mit guter Näherung ermittelt werden, so ist in Punkt C die Tangente an die Kennlinie zu legen. Auf den Achsenabschnitten (oder in einem evtl. kleiner gewählten Dreieck – ähnliche Dreiecke zeigen gleiche Seitenverhältnisse) kann man dann die Spannungsdifferenz ΔU_F und die zugehörige Stromdifferenz ΔI_F ablesen und durch Einsetzen in Gl. (1.8) den Wert für den differentiellen Durchlaßwiderstand im betrachteten Arbeitspunkt ermitteln. Auch in diesem Fall ist der Winkel β_f dem Wert von r_f umgekehrt proportional. Die Betrachtungen für den differentiellen Sperrwiderstand erfolgen ganz analog. Es gilt

$$r_r \approx \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}. \tag{1.9}$$

Alle näheren Einzelheiten gehen aus Bild 18 hervor. Es muß allerdings noch hervorgehoben werden, daß in der Nähe des Durchbruchs der differentielle Sperrwiderstand sehr kleine Werte und in einigen Fällen nahezu den Wert 0 (Zenerdioden) annehmen kann. Die Halbleiterdiode setzt damit einer

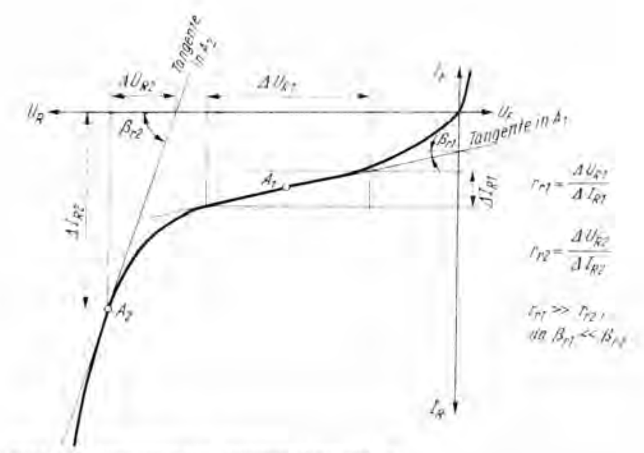


Bild 18 Dynamischer Sperrwiderstand r_r

Spannungszunahme nur einen geringen Widerstand entgegen: der Strom steigt bei geringen Spannungserhöhungen stark an. Um Kennlinienmessungen in diesem Bereich vornehmen zu können, sind deshalb Schutzmaßnahmen vorzusehen, die einen raschen Stromanstieg verhindern. Man muß über einen sehr hochohmigen regelbaren Vorwiderstand den Stromfluß durch die Meßschaltung bestimmen (konstante Stromeinspeisung). Für die Sperrspannungsmessung über der Diode ist dann selbstverständlich ein sehr hochohmiges Meßinstrument (z. B. Röhrenvoltmeter) erforderlich.
Die zur meßtechnischen Ermittlung von Halbleiterdiodenkennlinien prinzipiell zu verwendenden Meßschaltungen zeigt Bild 19. Man beachte die unterschiedliche Einschaltung der Strom- und Spannungsmesser. Hier zeigt sich ein praktisches Anwendungsbeispiel für die in Teil I, 1. Kapitel, dargelegten Grundsätze. In den Katalogunterlagen und Kennblättern findet der Leser auch Angaben über den Nullpunktwiderstand r_0. Er kennzeichnet den differentiellen Widerstand der Kennlinie im Nullpunkt. Nach Gl. (1.1a) erhält man sowohl für sehr kleine Durchlaßspannungen als auch für sehr kleine Sperrspannungen etwa annähernd gleiche Ströme. Das läßt sich

sehr leicht aus einer grafischen Darstellung der zu Gl. (1.1) gehörenden Kennlinie in der Umgebung des Nullpunkts erkennen. Durch die Wahl einer einfach logarithmischen Teilung und die Anwendung normierter Maßstäbe erlangt die so gezeichnete Kennlinie prinzipiell für jede Diode Gültigkeit. Der Strom wird zu diesem Zweck auf den Betrag des Sperrsättigungsstroms und die an die Diode angelegte Spannung auf die Temperaturspannung normiert (bezogen), d. h., aus Gl. (1.1) folgt

$$\frac{I}{|I_{RS}|} = e^{\frac{U}{U_T}} - 1 . \tag{1.1c}$$

Da der im Sperrgebiet verlaufende Kennlinienteil infolge $e^{\frac{-U_R}{U_T}} < 1$ negative Werte für $I/|I_{RS}|$ liefert, eine Darstellung negativer Werte im logarithmischen Maßstab jedoch nicht möglich ist, wird nur der Betrag, d. h. $|I/I_{RS}|$, betrachtet. Die Darstellung erfolgt in Bild 20, wobei die für größere Durchlaß- und Sperrspannungen bereits erläuterten Näherungen — Gl. (1.2) und Gl. (1.5) — gelten. Man erkennt im Bereich

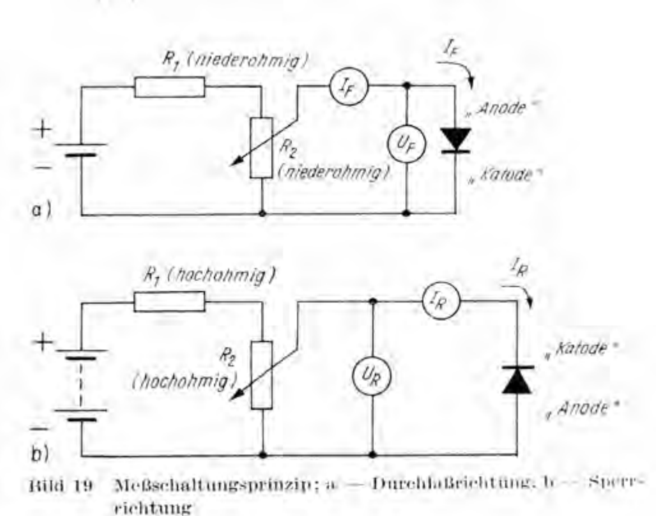


Bild 19 Meßschaltungsprinzip; a — Durchlaßrichtung, b — Sperrrichtung

$U/U_{Sp} < 0{,}5$ deutlich den nahezu symmetrischen Verlauf zur Ordinate des Koordinatensystems. Transformiert man diesen Kennlinienteil in ein Koordinatensystem mit linearer oder doppelt logarithmischer Teilung beider Maßstäbe, dann ergibt sich ein annähernd linearer Kennlinienteil, der unter einem bestimmten Winkel aus dem I. Quadranten in den III. Quadranten verläuft. Der in diesem Bereich zu messende differentielle Widerstand entspricht dem Nullpunktwiderstand r_0 (Bild 21). Einige Diodenhersteller geben spezielle Kennlinien für den Verlauf des Nullpunktwiderstands in der näheren Umgebung des Nullpunkts (U_F, $U_R < 1$ V) bei verschiedenen Umgebungstemperaturen an. Ein Beispiel dafür zeigt Bild 22. Deutlich wird oberhalb 10 mV die Aufspaltung des Nullpunktwiderstands in den auf sehr große Werte ansteigenden Sperrwiderstand und auf sehr kleine Werte fallenden Durchlaßwiderstand sichtbar. Der Verlauf der Kennlinie in Nullpunktnähe interessiert besonders im Zusammenhang mit der Demodulation und Mischung durch Dioden. Wir kommen darauf noch zurück.

1.5. Das Temperaturverhalten von Halbleiterdioden

Der Leitungsmechanismus im Halbleiter bedingt eine verhältnismäßig große Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften. Schon in Abschn. 1.1. wurde der erheblich von der Temperatur des Halbleitermaterials beeinflußte Vorgang der Eigenleitung erläutert. Die Zunahme der Eigenleitfähigkeit bei ansteigender Temperatur wirkt sich besonders ungünstig auf das Sperrverhalten der Halbleiterdiode aus. Die Eigenleitfähigkeit stellt für den recht hohen Sperrwiderstand bei höheren Temperaturen einen nicht zu vernachlässigenden Nebenschluß dar. Außerdem wird das Durchbruchverhalten insbesondere bei Germanium verschlechtert. Durch die mit steigender Temperatur zunehmende Eigenleitung verdoppelt sich bei Germanium der Sperrstrom, wenn eine Temperaturzunahme um etwa 10 °C erfolgt; bei Silizium tritt ein Verdoppeln des Sperrstroms schon bei einer Tempe-

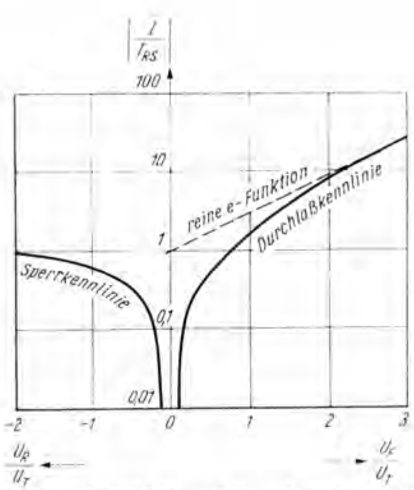
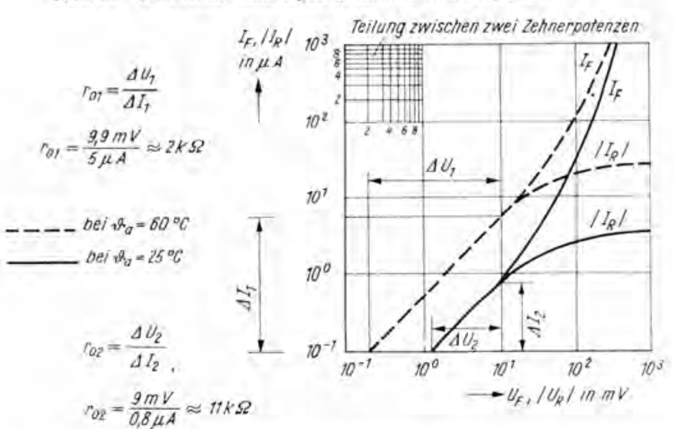


Bild 20 Durchlaß- und Sperrkennlinie in Nullpunktnähe



(Man beachte, daß in logarithmischen Maßstäben bei gleicher Steigung der Strom-Spannungs-Kennlinie die dynamischen Widerstände nicht gleich sind, wenn die Kurven parallel verschoben sind!)

Bild 21 Durchlaß- und Sperrkennlinie in Nullpunktnähe in doppelt logarithmischer Darstellung. Bestimmung des Nullpunktwiderstands r_0. Man beachte den Temperatureinfluß (AA 113 — Telefunken)

raturerhöhung von etwa 7 °C auf. Trotzdem zeigt Silizium ein weitaus günstigeres Verhalten bei Temperaturanstieg, da bei vergleichbaren Bauelementen und gleicher Temperatur der Sperrstrom einer Siliziumdiode um 2 bis 3 Zehnerpotenzen geringer ist als bei Germanium. Das erklärt zum Teil, weshalb Silizium trotz komplizierterer Fertigung in vielen Anwendungsfällen gegenüber Germanium den Vorzug erhält.

Auf Grund der Zunahme der Eigenleitfähigkeit können Germaniumhalbleiter nur bis zu Sperrschichttemperaturen ϑ_j von etwa 75 °C bis 85 °C, Siliziumhalbleiter von etwa 150 °C eingesetzt werden. Die Erwärmung der Sperrschicht geschieht infolge des durch das Halbleiterbauelement fließenden Stromes. Das Halbleitermaterial setzt dem Stromfluß einen bestimmten Widerstand entgegen. Damit entsteht eine in Wärme umgewandelte Verlustleistung P_V, die fortwährend vom Halbleiterkristall fortgeleitet werden muß, um eine Überhitzung der Sperrschicht zu vermeiden. Dazu bedarf es eines ausreichend großen Temperaturgefälles zwischen der Sperrschichttemperatur ϑ_j und der Umgebungstemperatur ϑ_a.

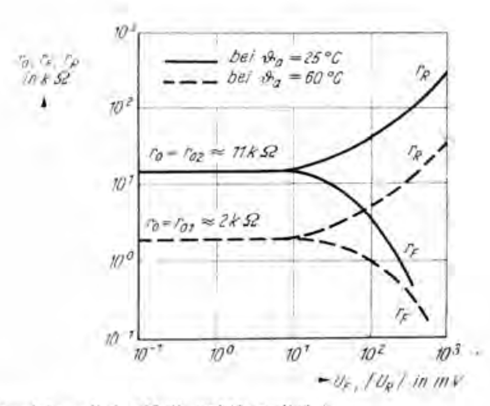


Bild 22 Widerstandskennlinie (Nullpunktkennlinie). Man beachte den Temperatureinfluß (AA 113 — Telefunken)

Außerdem darf der Wärmewiderstand R_{th}, d. h. der Widerstand, der dem Wärmeabfluß vom Kristall über das Gehäuse (über evtl. Kühlkörper) an die Umgebung (an Luft oder bei Kühlblechmontage an das Chassis) entgegengesetzt wird, nicht groß sein. Sind diese Voraussetzungen nicht gegeben, d. h., liegen relativ hohe Umgebungstemperaturen vor, dann ist die Verlustleistung entsprechend zu vermindern, oder man muß ein Bauelement mit größerer zulässiger Verlustleistung einsetzen.

Vom Bauelementehersteller erfolgen hierzu für diese (insbesondere bei Leistungsdioden unbedingt notwendigen) Betrachtungen in den Kennblättern ausführliche Angaben. Man findet dort

ϑ_j – Sperrschichttemperatur; insbesondere $\vartheta_{j\,max}$ als maximal zulässige Sperrschichttemperatur (Angabe in °C), wobei meist für

Germanium $\vartheta_{j\,max} = 75\ °C$
Silizium $\vartheta_{j\,max} = 150\ °C$

angegeben werden; sollte man jedoch in der Praxis nur zu etwa 80% auslasten;

ϑ_c – Gehäusetemperatur; d. h. die Temperatur, die am Gehäuse des Bauelements gemessen wird (Angabe in °C);

ϑ_a – Umgebungstemperatur; d. h. die Temperatur, die z. B. bei freitragendem Aufbau des Halbleiterbauelements im Innern des Geräts gemessen wird bzw. die Temperatur, die bei fest mit dem Chassis verbundenem Halbleiterbauelement (mit einer Kühlschelle oder einem Kühlkörper mit dem Chassis fest verbunden) am Chassis gemessen wird (Angabe in °C);

ϑ_k – Kühlkörpertemperatur; d. h. die Temperatur, die an einem mit dem Gehäuse des Halbleiterbauelements verbundenen Kühlkörper gemessen wird (Angabe in °C);

ϑ_L – Kühllufttemperatur; d. h. die Temperatur, die bei forcierter Kühlung (Gebläse) der Luftstrom aufweist (Angabe in °C);

ϑ_s — Lagerungstemperatur; d. h. der Temperaturbereich, in dem das Halbleiterbauelement, ohne Schaden zu erleiden, gelagert werden kann (Angabe in °C);

ϑ_b — Betriebstemperatur; Angabe einer günstigen Sperrschichttemperatur (Angabe in °C).

Für die Wärmebetrachtungen sind weiterhin folgende Kennwerte wichtig:

R_{th} — Gesamtwärmewiderstand; d. h. der Widerstand, der der Wärmeableitung von der Sperrschicht zur Umgebung entgegengesetzt wird (Angabe in grd/W);

R_{thi} — innerer Wärmewiderstand; d. h. der Widerstand, der der Wärmeableitung von der Sperrschicht zum Gehäuse entgegengesetzt wird (Angabe in grd/W);

R_{the} — äußerer Wärmewiderstand; d. h. der Widerstand, der der Wärmeableitung vom Gehäuse zur Umgebung entgegengesetzt wird (Angabe in grd/W).

Die vorstehend erläuterten Größen sind zum besseren Verständnis in Bild 23 nochmals erläutert. Mit diesen Kenngrößen kann folgende Rechnung durchgeführt werden.

Herrscht zwischen 2 Körpern (z. B. Sperrschicht und Gehäuse) ein bestimmtes Temperaturgefälle

$$\Delta\vartheta = \vartheta_j - \vartheta_c$$

und bezeichnet R_{th} den Wärmewiderstand zwischen beiden Körpern (hier im Beispiel R_{thi} — innerer Wärmewiderstand), so gilt für die abfließende Wärmemenge (Verlustleistung)

$$P_V = \frac{\Delta\vartheta}{R_{th}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{R_{thi}}. \quad (1.10)$$

Allgemein kann man daher für jede Halbleiterdiode setzen

$$P_{V\,max} = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_a}{R_{th}}. \quad (1.11)$$

Eine sehr ausführliche Darstellung zu Fragen der Kühlung von Halbleiterbauelementen findet der interessierte Leser z. B. in [4]. In Kapitel 2. dieser Broschüre werden bei der

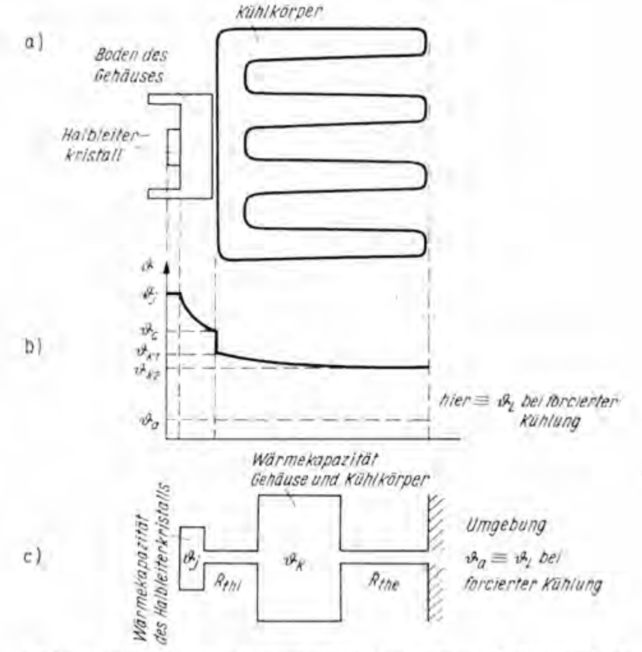


Bild 23 Zur Temperaturverteilung bei einer Halbleitergleichrichterdiode, einer Leistungszenerdiode oder einem Thyristor (entnommen aus [2]); a — schematischer Aufbau, b — Verlauf der Temperatur, c — thermisches Ersatzschema (stark vereinfacht)

Besprechung der einzelnen Anwendungsgebiete noch bestimmte, für den jeweiligen Fall zweckmäßige Betrachtungen und auch einige Beispiele angeführt.

2. Halbleiterdioden für spezielle Anwendungsgebiete

Das Anwendungsgebiet der Halbleiterdioden erstreckt sich heute über fast alle Gebiete der Elektrotechnik/Elektronik. Aus dem unscheinbaren Kristall des Detektors haben sich Bauelemente entwickelt, die recht unterschiedliche Aufgaben erfüllen und den Fortschritt der Elektronik entscheidend beeinflußten. Noch ist diese Entwicklung nicht abgeschlossen, und laufend werden bisher nicht bekannte oder nicht genutzte Effekte des Leitungsmechanismus im Halbleiter für die Anwendung erschlossen. Die auf Seite 34 stehende Gruppenübersicht (Bild 24) gibt einen Einblick in die verschiedenartigen Anwendungsgebiete.

2.1. Halbleitergleichrichterdioden

2.1.1. Begriffserklärung

Unter Halbleitergleichrichterdioden versteht man Halbleiterbauelemente, die vorwiegend zur Gleichrichtung von Speisespannungen, d. h. für den Einbau in Stromversorgungsteile elektronischer Geräte vorgesehen sind. Es handelt sich in jedem Falle um Germanium- oder Siliziumflächendioden, die für Nenndurchlaßströme bis zu 200 A bei Nennsperrspannungen bis zu 600 V ausgelegt sein können (Siliziumgleichrichterdiode VSF 200/6). Im Prinzip besteht zwischen der Anwendung einer Röhre und einer Halbleitergleichrichterdiode zur Netzgleichrichtung kein Unterschied. Der Leser sollte deshalb noch einmal die entsprechenden Betrachtungen in Teil I nachlesen.

In den folgenden Ausführungen treten wiederholt bestimmte Strom- und Spannungsgrößen auf, die kurz erläutert werden sollen:

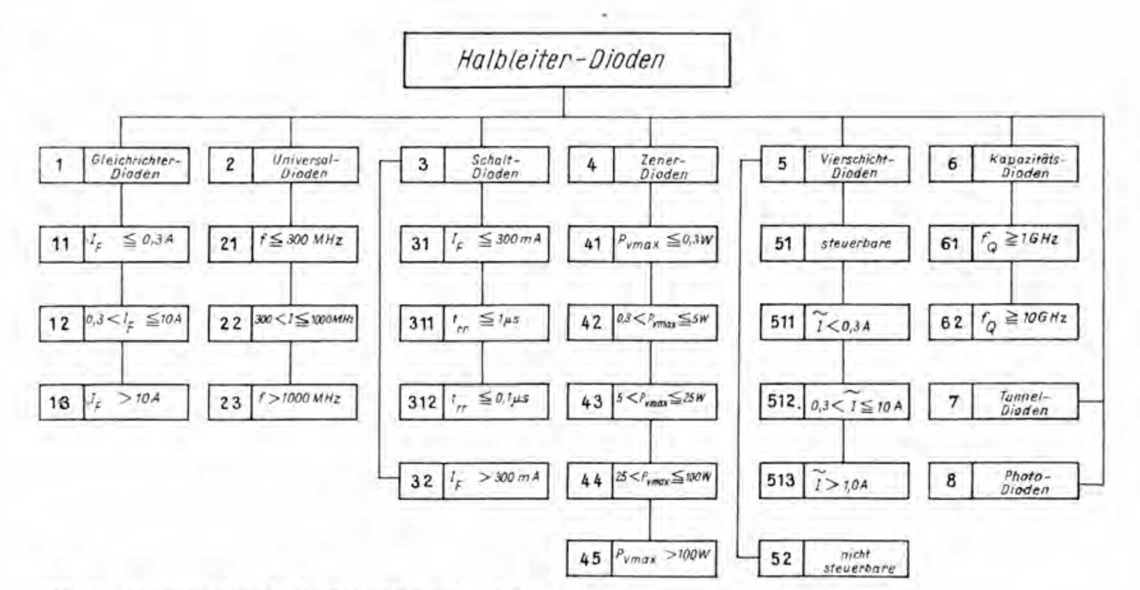


Bild 24 Gruppenübersicht für Halbleiterdioden (nach [11])

I_F –
I_R –
U_F –
U_R – (s. Abschn. 1.4.)

$\widehat{U}_{RN}$ – Nennsperrspannung; maximal zulässige Sperrspannung an der Diode (Angabe in V). Ihr Wert wird vom Hersteller so festgelegt, daß noch ein ausreichender Sicherheitsabstand zur Durchbruchspannung besteht;

$\widetilde{U}_{RN}$ – Effektivwert der Nennsperrspannung; für sinusförmigen Spannungsverlauf gilt

$$\widetilde{U}_{RN} = \frac{\widehat{U}_{RN}}{\sqrt{2}} \approx 0{,}7 \cdot \widetilde{U}_{RN}; \qquad (2.1)$$

bei $\widetilde{U}_{RN} = 220$ V gilt $\widehat{U}_{RN} \approx 1{,}4\,\widetilde{U}_{RN} \approx 310$ V (Angabe in V);

$\widetilde{U}_{RP}$ – periodische Spitzensperrspannung; periodisch auftretende, maximal zulässige Spannung in Sperrrichtung bei periodischem Spannungsverlauf. Bei Germanium-Halbleitergleichrichterdioden gilt $\widehat{U}_{RP} = \widehat{U}_{RN}$; bei Silizium-Halbleitergleichrichterdioden gilt $\widehat{U}_{RP} \geqq \widehat{U}_{RN}$ (Angabe in V);

$\widehat{U}_{RS}$ – Stoßsperrspannung; maximal zulässiger Spannungsstoß in Sperrichtung (Überlastungsspannungsstoß). Er ist zeitlich begrenzt (Stoßdauer bzw. Impulsbreite t_i aus den Kenndatenblättern ersichtlich) und darf nicht als Betriebswert oder in mehrfach aneinander anschließender Wiederholung auftreten. Oft erfolgt die Angabe der minimalen Pause (Impulsabstand t_p) zwischen 2 aufeinanderfolgenden Spannungsstößen (Angabe der Stoßspannung in V).

Analog hierzu definiert man

I_{FN} – Nenndurchlaßstrom; Gleich- oder Effektivwert des in Durchlaßrichtung fließenden Stromes (Angabe in A);

$\widehat{I}_{FP}$ – periodischen Spitzendurchlaßstrom; periodisch auftretender maximal zulässiger Strom in Durchlaßrichtung (Angabe in A);

$\widehat{I}_{FS}$ — Stoßdurchlaßstrom: maximal zulässiger Stromstoß in Durchlaßrichtung (Überlastungsstromstoß). Nähere Angaben dazu erfolgen analog zur Stoßsperrspannung $\widehat{U}_{RS}$ in den Kenndatenblättern (Angabe in A);

t_i — Impulsbreite, Impulsdauer (Angabe in ms oder s);

t_p — Impulsabstand (Angabe in ms oder s).

Der aufmerksame Leser wird feststellen, daß im Vergleich zu Teil I einige Größen durch andere Symbole und Indizes gekennzeichnet sind. Das geschah, um Übereinstimmung mit den vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder und vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin herausgegebenen neuesten Katalogen und Kenndatenblättern zu erzielen.

2.1.2. Gesichtspunkte für die Typenwahl

Für die Auswahl einer Halbleitergleichrichterdiode sind folgende Gesichtspunkte maßgebend.

a — Wahl zwischen Germanium- und Siliziumhalbleiterbauelement,

b — Auswahl entsprechend dem erforderlichen Nennstrom,

c — Auswahl entsprechend der benötigten Gleichspannung.

Wenden wir uns dem ersten Punkt zu. Germaniumgleichrichterdioden sind für Nenndurchlaßströme zwischen 0,1 A und 10 A erhältlich. Die Nennsperrspannung liegt zusammen mit der periodischen Spitzensperrspannung maximal bei etwa 200 V. Der periodische Spitzendurchlaßstrom darf maximal etwa den 3fachen Wert des Nenndurchlaßstroms betragen. Das ist wichtig für die Wahl des Ladekondensators. Germaniumbauelemente haben auf Grund ihrer starken Temperaturabhängigkeit lediglich beschränkte Verlustleistung; daher bieten sich nur begrenzte Anwendungsmöglichkeiten bei höheren Umgebungstemperaturen. Sie sind allerdings billiger als Siliziumgleichrichterdioden. Daraus resultiert, daß Germaniumgleichrichterdioden vorwiegend für kleinere Ströme und niedrige Betriebsspannungen in Geräten ohne große Eigenerwärmung bei normalen Umgebungstemperaturen geeignet sind.

Siliziumgleichrichterdioden werden für Nenndurchlaßströme von 0,1 A bis 200 A bei Nennsperrspannungen bis zu 600 V angeboten. Sie sind speziell für Netzgeräte mittlerer und großer Leistung geeignet, wobei die Umgebungstemperatur höhere Werte annehmen darf. Siliziumgleichrichterdioden liegen allerdings im Preis über den Germaniumgleichrichterdioden.

Für die verbleibenden Gesichtspunkte zur Auswahl der erforderlichen Halbleitergleichrichterdiode sind ihr Sperrverhalten, d. h. die Nennsperrspannung (evtl. die periodische Spitzensperrspannung), und der Nenndurchlaßstrom (evtl. der periodische Spitzendurchlaßstrom) entscheidend.

An dieser Stelle sollte sich der Leser noch einmal in Teil I die dort angestellten Überlegungen und Rechnungen für die Röhrendiode als Netzgleichrichter ansehen. Für die Halbleitergleichrichterdiode gelten sinngemäß die gleichen Betrachtungen.

Der zur Glättung parallel zum Verbraucher R_B liegende Kondensator (Ladekondensator) bewirkt auch in diesem Fall eine Arbeitspunktverschiebung in den Sperrbereich der Halbleitergleichrichterdiode (Bild 25). Um diesen Arbeitspunkt

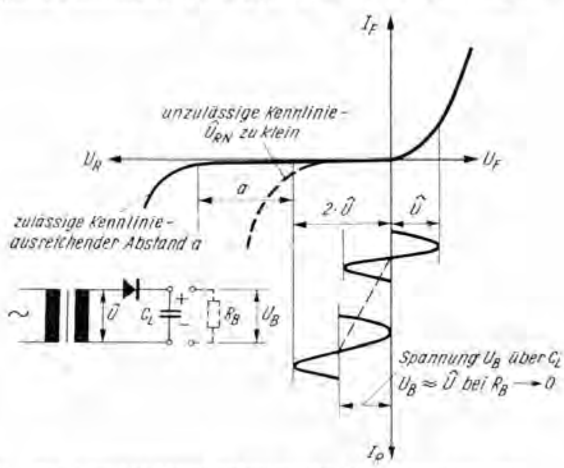


Bild 25 Zur Gleichrichtung erforderliche Nennsperrspannung

pendelt periodisch die Netz- bzw. Trafospannung. Da sich der Ladekondensator C_L bei Leerlauf der Schaltung fast auf den Spitzenwert $\widehat{U}$ der anliegenden Wechselspannung auflädt, der Arbeitspunkt sich also um $|\widehat{U}|$ in den Sperrbereich verschiebt, muß für die angeführte Einwegschaltung die periodische Spitzensperrspannung der Halbleitergleichrichterdiode mindestens den doppelten Wert der Spitzenspannung $\widehat{U}$ aufweisen, d. h.,

$$\widehat{U}_{RP} > 2\,\widehat{U} \approx 2\sqrt{2}\,\widetilde{U}\,. \tag{2.2}$$

Bei sinusförmiger Wechselspannung (Netzspannung) gilt zwischen Spitzenwert $\widehat{U}$ und Effektivwert $\widetilde{U}$

$$\widehat{U} = \sqrt{2}\,\widetilde{U} \approx 1{,}4\,\widetilde{U} \quad \text{bzw.} \tag{2.1a}$$

$$\widetilde{U} = \frac{1}{\sqrt{2}}\,\widehat{U} \approx 0{,}7\,\widehat{U}\,. \tag{2.1b}$$

Anmerkung: Die Angaben 220 V für Netzspannung und die Spannungsangaben auf den Typenschildern der Netztransformatoren sind stets Effektivwerte; die Spitzenwerte liegen damit etwa um den Faktor 1,4 höher!
Es ist in jedem Falle zweckmäßig, von der Nennsperrspannung auszugehen, d. h.

$$\widehat{U}_{RN} > 2\,\widehat{U} \approx 2\sqrt{2}\,\widetilde{U} \tag{2.2a}$$

anzusetzen und dabei noch etwa 10% Sicherheit für auftretende Überspannungen im Netz vorzusehen.

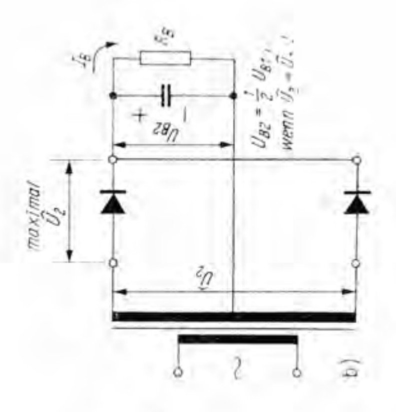
Sind sehr hohe Spannungen gleichzurichten, dann können 2 oder mehr Halbleitergleichrichterdioden in Reihe geschaltet werden. Es sind jedoch stets gleiche Typen zu verwenden und die Unterschiede in der Sperrkennlinie, die zur Überlastung einer Sperrschicht und damit zum Durchbruch der Kette führen können, durch parallel zu den Dioden gelegte hochohmige Widerstände auszugleichen. Durch diese Widerstände soll etwa der 10fache Diodensperrstrom fließen (Angabe dieses Sperrstroms erfolgt in den Kenndatenblättern als I_R). Eine einfache Rechnung liefert als Widerstandswert R_p,

$$R_D = \frac{\widehat{U}_{RN}}{I_R}. \tag{2.3}$$

Es sind für die anliegenden hohen Spannungen Widerstände mit entsprechender Spannungsfestigkeit einzusetzen (ausreichende Abstände zwischen den Anschlüssen; z. B. 0,5-W-Typen verwenden, wenn auch die Belastung wesentlich geringer ist!).
Bei der Mittelpunktschaltung und bei der Brückenschaltung hat man folgende Sperrbeanspruchungen zu berücksichtigen:

- Mittelpunktschaltung (Zweiweggleichrichtung) $\widehat{U}_{RN} \geqq \sqrt{2}\,\widetilde{U}$
- Brückenschaltung (Graetzschaltung) $\widehat{U}_{RN} \geqq \sqrt{2}\,\widetilde{U}$

In Bild 26 sind noch einmal die wichtigsten Werte der 3 gebräuchlichsten Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator zusammengefaßt und gegenübergestellt. Bezogen auf die Höhe der erzeugten Gleichspannung erfordert die Brückenschaltung die geringste Nennsperrspannung. Sie hat auch im Hinblick auf die Strombelastung der Diode, auf die Wicklung des Trafos (nur eine Wicklung ohne Anzapfung) und auf den erforderlichen Siebmittelaufwand die günstigsten Eigenschaften, erfordert allerdings 4 Halbleitergleichrichterdioden. Neben der notwendigen Nennsperrspannung entscheidet die zulässige Strombelastung der Halbleitergleichrichterdiode die Typenauswahl. Vergegenwärtigen wir uns nochmals nach Teil I den Stromfluß durch die Diode. Es trat keinesfalls während der Gesamtdauer einer Halbperiode Stromfluß auf. Nur in einem Bruchteil der Halbperiode, gekennzeichnet durch den doppelten Stromflußwinkel $2\,\Theta$, wurde die Diode geöffnet, da sich der Arbeitspunkt weit in den Sperrbereich verschob. Vom Netzteil wird aber fortlaufend ein bestimmter Strom entnommen, d. h. auch in der Sperrphase. Diesen Strom in der Sperrphase liefert der Ladekondensator, der sich bei geöffnetem Gleichrichter erneut auflädt. Bei der Verwendung großer Ladekondensatoren ($C_L = 100\ \mu F$ und darüber) tritt selbst bei relativ hoher Stromentnahme nur ein geringer Spannungsabfall über dem Ladekondensator während der



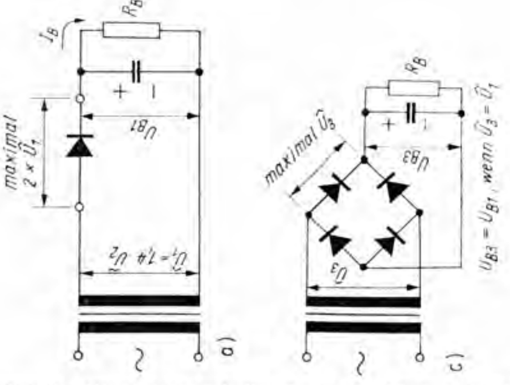


Bild 26 Gleichrichterschaltungen; a — Einwegschaltung, b — Mittelpunktschaltung, c — Brückenschaltung

Sperrphase auf. Die Spannung U_B über C_L liegt bei normaler Belastung etwa in der Größe von 0,7 bis 0,9 $\widehat{U}$. Für den Stromflußwinkel Θ galt Gl. (Teil I, 2.21). Diese Gleichung lautet, auf die vorstehenden Verhältnisse zugeschnitten,

$$\cos \Theta = \frac{U_B}{\widehat{U}}. \tag{2.4}$$

Mit $U_B = 0{,}7$ bis $0{,}9$ U folgt schließlich

$$\Theta = \arccos (0{,}7 \text{ bis } 0{,}9)$$

$$\Theta = 45^\circ \text{ bis } 25^\circ \,.$$

Aus dieser Abschätzung geht deutlich hervor, daß nur während eines Bruchteils der Periodendauer T ($\triangleq 2\pi \triangleq 180^\circ$) die Diode geöffnet ist, während ununterbrochen Strom aus dem Netzteil entnommen wird. Die Halbleitergleichrichterdiode ist also in der Durchlaßphase durch einen Strom belastet, der wesentlich über dem laufend entnommenen liegt. Diese Verhältnisse wurden schon in Teil I eingehend erläutert. Für die oben abgeschätzten Stromflußwinkel ergeben sich Stromspitzen

$$\hat{I} \approx (10 \ldots 6)\, I_B,$$

wobei I_B den fortwährend vom Netzteil entnommenen Strom (Betriebsstrom) bezeichnet. Bei der Auswahl der Gleichrichtertype ist deshalb stets

$$\hat{I}_{FP} < \hat{I} \qquad (2.5)$$

zu beachten.

Man kann allerdings auch von dem Effektivwert des Spitzenstroms ausgehen. Wir wollen diesen jeweils durch eine Halbleitergleichrichterdiode fließenden Strom mit $\tilde{I}_F$ bezeichnen. Unter Berücksichtigung der Stromflußwinkel $\Theta = 25^\circ$ bis 45° gelten für die 3 häufigsten Schaltungsvarianten folgende Faustformeln:

Einwegschaltung — $\tilde{I}_F \doteq (2{,}7 \text{ bis } 2{,}2)\, I_B$

Mittelpunktschaltung — $\tilde{I}_F = (1{,}44 \text{ bis } 1{,}1)\, I_B$

Brückenschaltung — $\tilde{I}_F = (1{,}4 \text{ bis } 1{,}1)\, I_B$

Noch einen weiteren Effekt gilt es zu berücksichtigen. Im Einschaltmoment tritt bei entladenem Ladekondensator ein sehr hoher Einschaltstromstoß auf. In den Kenndatenblättern sind auch hierfür maximal zulässige Werte ($\hat{I}_{FS}$) angegeben; man sollte sie jedoch im Interesse der Lebensdauer nicht ausnutzen und den Einschaltstromstoß durch einen Schutzwiderstand begrenzen. Die Größe des erforder-

lichen Schutzwiderstands läßt sich abschätzen. Für den Strom durch einen Kondensator gilt allgemein

$$I = \frac{U}{R_i} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} ; \tag{2.6}$$

hierbei ist R_i der innere Widerstand der Spannungsquelle, t die Zeit, τ die Zeitkonstante $R_i \cdot C_L$. Aus Gl. (2.6) folgt damit

$$I = \frac{U}{R_i} \cdot e^{-\frac{t}{R_i \cdot C_L}} . \tag{2.6a}$$

Der entladene Kondensator C_L wird im Schaltmoment, d. h. zum Zeitpunkt $t = t_0 = 0$, an die Spannung U gelegt. Es fließt dann ein Einschaltstromstoß

$$I = \frac{U}{R_i} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_i \cdot C_L}} = \frac{U}{R_i} \cdot e^{0} \tag{2.6b}$$

$$I = \frac{U}{R_i} . \tag{2.6c}$$

Der Einschaltstromstoß hängt damit nicht von der Größe des Kondensators, sondern nur von dem Widerstand R_i (Widerstand der Trafowicklung [sekundärseitiger und transformierter primärseitiger Wicklungswiderstand]) und dem Widerstand des Halbleitergleichrichters in Durchlaßrichtung (statischer Durchlaßwiderstand r_F) ab. Dieser Durchlaßwiderstand ist im Verhältnis zum Widerstand der Trafowicklung klein und kann deshalb bei der Abschätzung unbeachtet bleiben. Der Strom im Einschaltmoment wird weiterhin entsprechend Gl. (2.6c) durch den Wert der Spannung U bestimmt. Es handelt sich um den Spitzenwert $\widehat{U}$ der Trafospannung. Nach diesen Erläuterungen ergibt sich für den notwendigen Widerstand R_i mindestens

$$R_i > \frac{\widehat{U}}{\widehat{I}_{FS}} . \tag{2.7}$$

Nachfolgend soll zum besseren Verständnis ein Zahlenbeispiel gebracht werden. Die Siliziumgleichrichterdiode SY 108 mit

den Kenndaten $\widehat{U}_{RN} = 800$ V und $\widehat{I}_{FS} = 15$ A eignet sich z. B. für Trafospannungen von 250 V bei Einweggleichrichtung ($2\sqrt{2} \cdot 250\,\text{V} \approx 710$ V $+ 10\%$ Sicherheit für Überspannung im Netz ergibt noch einen ausreichenden Abstand zur zulässigen $\widehat{U}_{RN}$, wobei $\widehat{U}_{RP}$ sogar 1040 V beträgt). Für diese Trafospannung ergibt sich der Spitzenwert

$$\widehat{U} = \sqrt{2} \cdot 250\,\text{V} \approx 350\,\text{V}\,.$$

Gehen wir mit dieser Spannung $\widehat{U}$ und dem für die SY 108 zulässigen $\widehat{I}_{FS}$ in die Ungleichung (2.7), dann ist

$$R_i > \frac{350\,\text{V}}{15\,\text{A}} \approx 23\,\Omega\,.$$

Der Wicklungswiderstand des Trafos soll somit wenigstens 23 Ω betragen. Liegt er niedriger, dann muß man einen entsprechenden Schutzwiderstand in Reihe zur Gleichrichterdiode schalten. Diese Maßnahme ist grundsätzlich bei unmittelbarem Anschluß an das sehr niederohmige Netz erforderlich. Für die Lebensdauer der Gleichrichterdiode dürfte eine etwas höhere Dimensionierung dieses Schutzwiderstands stets von Vorteil sein. Man sollte den geringen Leistungsverbrauch (und den entstehenden Spannungsabfall) mit in Kauf nehmen. Falls nötig, kann dieser Spannungsabfall durch eine etwas höher ausgelegte Primärspannung am Trafo ausgeglichen werden.

2.1.3. Verlustleistung und Kühlung

Der Bauelementehersteller gibt für die gefertigten Gleichrichterdioden Kennwerte für normale Betriebsbedingungen und zulässige Höchstwerte (Grenzwerte, Maximalwerte) für extreme Betriebsbedingungen an. Zwischen der zulässigen Verlustleistung P_V und der Umgebungstemperatur ϑ_a bzw. dem Nenndurchlaßstrom $\overline{I}_{FN}$ und der Umgebungstemperatur ϑ_a oder der erforderlichen Kühlung bestehen bestimmte Zusammenhänge, die in Abschn. 1.5. schon ausführlich betrachtet wurden. Für den Praktiker sind solche Rechnungen jedoch ungünstig. Deshalb gibt der Bauelementehersteller in seinen

Kenndatenblättern Kennlinien an, die eine rasche Übersicht ermöglichen. Bei freitragend aufzubauenden Gleichrichterdioden kleiner Leistung wird die Abhängigkeit der Verlustleistung von der Umgebungstemperatur entsprechend Gl. (1.11) grafisch als Kennlinie dargestellt (Bild 27). Für Gleichrichterdioden größerer Leistung mit zusätzlich erforderlicher Kühlfläche oder zusätzlich erforderlichem Kühlkörper erfolgt eine grafische Darstellung des Zusammenhangs zwischen zulässigem Nenndurchlaßstrom und zur Verfügung stehender Kühlfläche (Bild 28). In jedem Falle schützt eine gute Kühlung die Halbleitergleichrichterdiode vor Überlastungsschäden. Abschließend kann somit zur Typenwahl gesagt werden, daß solche Typen auszuwählen sind, die hinsichtlich Nennsperrspannung (periodischer Spitzensperrspannung), Nenndurchlaßstroms (periodischen Spitzendurchlaßstroms, Stoßdurchlaßstroms) bzw. zulässiger Verlustleistung auch bei voller Last und voller Netzspannung noch ausreichende Sicherheit bieten. Es können dafür keine genauen Angaben erfolgen, denn es hängt schließlich auch vom Preis der Bau-

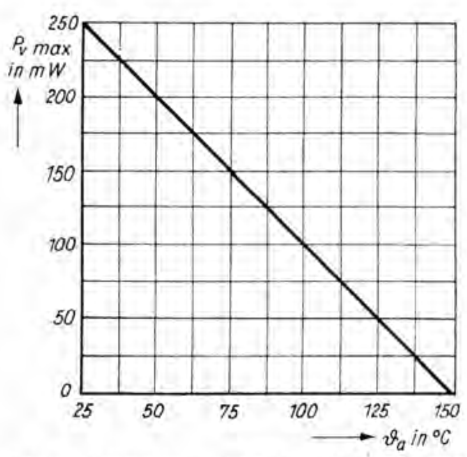


Bild 27 Reduzierung der maximal zulässigen Verlustleistung bei $\vartheta_a > 25$ °C (OA 900 bis OA 905 — HWF [11])

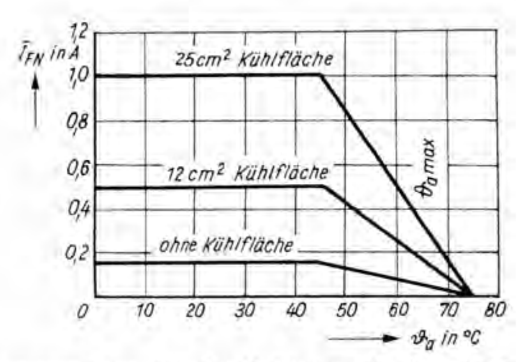


Bild 28 Reduzierung des Nenndurchlaßstroms bei $\vartheta_a > 45$ °C (GY 109 bis GY 115 — HWF [11])

elemente ab, welche Sicherheiten jeder einzelne einbauen kann. Eins sei jedoch gesagt: 10 billigere Dioden mit geringerer Sicherheit und damit größerer Ausfallwahrscheinlichkeit kosten im Verlauf der Zeit mehr als ein Bauelement, das größere Sicherheit bietet und dessen Preis natürlich auch höher liegt. Halbleiterbauelemente, die im Rahmen ihrer Betriebs- und Grenzwerte betrieben werden, haben eine sehr große Lebensdauer!

2.2. Universaldioden

2.2.1. Anwendungsbereich und Eigenschaften

In diese Gruppe fallen Germaniumspitzendioden in Allglasausführung, die in NF-, HF- und UHF-Schaltungen zur Modulation, Demodulation und Mischung angewendet werden. Außerdem erstreckt sich ihr Anwendungsgebiet auf die Meßtechnik (Meßgleichrichter); sie dienen zur Begrenzung und ermöglichen den Aufbau zahlreicher Schaltungsvarianten in der Impulstechnik (Phasenvergleich, Schwarzpegelhaltung). Nicht zuletzt erlaubt ihre nichtlineare Durchlaßkennlinie den Aufbau von Verzerrungsgliedern, z. B. bei der Erweiterung von Meßsendern oder beim Aufbau von Frequenzverviel-

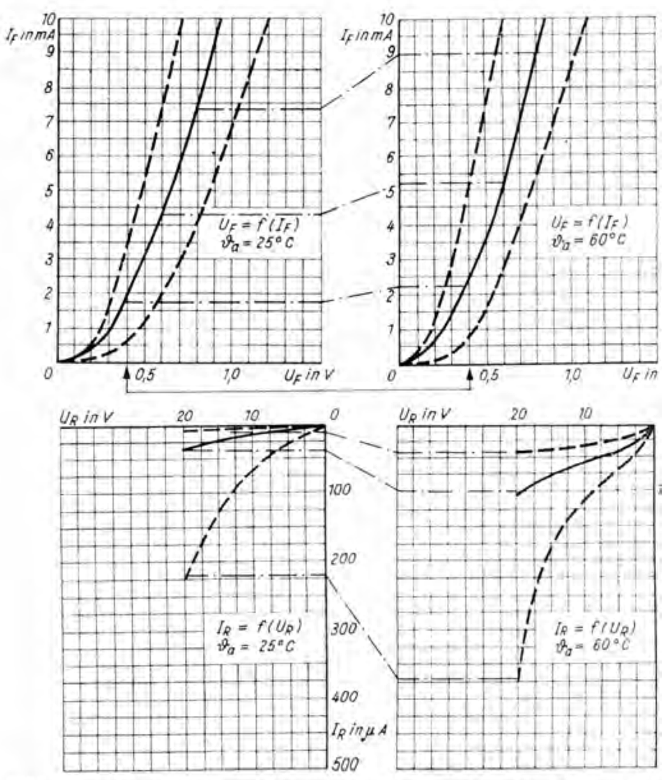


Bild 29 Strom/Spannungs-Kennlinie einer Universaldiode bei $\vartheta_a = 25$ °C und $\vartheta_a = 60$ °C. Man beachte die unterschiedlichen Strommaßstäbe im Durchlaß- und Sperrbereich.
Die Strichpunktlinien verbinden Punkte gleicher Spannungen. Die Strichlinien kennzeichnen den Streubereich (GA 100, OA 625 — HWF [11])

fachern. In dieser Broschüre sollen jedoch lediglich die spezifischen Eigenschaften betrachtet werden.

Grundsätzlich wird diese Gruppe der Halbleiterdioden in 3 Untergruppen eingeteilt. Es handelt sich dabei um Universaldioden, geeignet für Arbeitsfrequenzen ≤ 300 MHz, um solche für Arbeitsfrequenzen zwischen 300 MHz und 1000 MHz (1 GHz), und schließlich um Spezialausführungen in Patronenform (keine Allglasausführung!) für Arbeitsfrequenzen > 1 GHz. Maßgebend für alle Germaniumspitzendioden sind ihre geringe Sperrschichtkapazität und, damit verbunden, allerdings ihre relativ geringe Verlustleistung. Für die Auswahl des richtigen Typs entscheidet die zulässige Nennsperrspannung $\widehat{U}_{RN}$ oder die periodische Spitzensperrspannung $\widehat{U}_{RP}$. Auch die Angabe von zulässigen Stoßsperrspannungen $\widehat{U}_{RS}$ erfolgt meist unter Hinzufügen der näheren Bedingungen (Impulsbreite t_i, Impulsabstand t_p). Für die Dimensionierung von Gleichrichterschaltungen (z. B. Meßgleichrichter) gelten sinngemäß die Angaben bei den Halbleitergleichrichterdioden. Da sich bei Germaniumspitzendioden die Kennlinien in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur merklich verschieben, gibt der Hersteller meist Kennlinien und Grenzwerte (Maximalwerte) für verschiedene Umgebungstemperaturen ϑ_a an (meist $\vartheta_a = 25$ °C und 60 °C). Außerdem enthalten die Kennliniendarstellungen oft einen zulässigen Streubereich, in dem dann die Strom/Spannungs-Kennlinie verlaufen muß.

2.2.2. Universaldioden zur Demodulation (Gleichrichtung) und Modulation

Der sich ständig wiederholende Einsatz von Universaldioden für bestimmte Zwecke gestattet dem Hersteller das Aussuchen nach bestimmten, besonders interessierenden Parametern. So enthalten Katalogunterlagen beispielsweise Dioden, die mittels einer speziellen Meßschaltung hinsichtlich eines besonders hohen Richtspannungswirkungsgrads η_r ausgesucht werden (Bild 30).

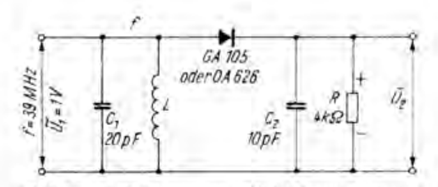


Bild 30 Schaltung zur Richtstrommessung; nach [11]

Der Richtspannungswirkungsgrad

$$\eta_U = \frac{\bar{U}_2}{\tilde{U}_1} \tag{2.8}$$

stellt dabei das Verhältnis von erzielter Richtspannung $\bar{U}_2$ zu aufgewendetem Effektivwert der Wechselspannung $\tilde{U}_1$ dar. Dieser Richtspannungswirkungsgrad ist von der angelegten Frequenz und der Größe der angelegten Wechselspannung abhängig, wobei auch noch die Zeitkonstante $C_L \cdot R_B$ eine Rolle spielt. Der Richtspannungswirkungsgrad wächst mit zunehmendem R_a (Annäherung an Spitzengleichrichter). Außerdem erfordert die Kennlinienform der Halbleiterdiode eine bestimmte Mindestspannung, um den Richteffekt hervorzurufen. Erinnern wir uns: Die Strom/Spannungs-Kennlinie verläuft bei einer Germaniumspitzendiode im Bereich zwischen $U_R \geqq -0{,}1$ V und $U_F \leqq 0{,}1$ V annähernd linear (konstanter Nullpunktwiderstand r_0 in diesem Spannungsbereich). Eine an die Diode angelegte Wechselspannung mit $\hat{U} \leqq 0{,}1$ V liefert also keine Richtspannung und damit keinen Richteffekt, denn dieser erfordert einen gekrümmten Kennlinienverlauf (vgl. Teil I). Eine beliebige Steigerung der Amplitude der angelegten Wechselspannung bringt – abgesehen von der hohen erforderlichen Nennsperrspannung der Halbleiterdiode – ab einem bestimmten Wert keine Verbesserung des Richtspannungswirkungsgrads, d. h., das Verhältnis $\bar{U}_2$ zu $\tilde{U}_1$ bleibt annähernd konstant. Das ist darauf zurückzuführen, daß die Halbleiterdiode oberhalb der Schleusenspannung einen sehr steil ansteigenden Kennlinienverlauf mit nur noch geringer Krümmung aufweist. Die Kennlinie der

Diode nähert sich damit im Durchlaßbereich immer mehr einer durch den Nullpunkt verlaufenden, steil ansteigenden Geraden, die im Sperrbereich durch eine sehr flachfallende oder entlang der Abszisse verlaufende Gerade ersetzt werden kann. Eine solche Kennlinie wirkt nicht mehr durch ihre Krümmung, sondern durch ihren Knick, d. h., es wird lediglich die positive Halbwelle ausgewertet, und damit bleibt das Verhältnis U_2 zu $\tilde{U}_1$ bei beliebiger Steigerung von $\tilde{U}_1$ konstant. R_a kann allerdings nicht beliebig gesteigert werden. Die Gründe dafür sind bereits in Teil I ausführlich dargelegt. Die Halbleiterdiode bedämpft, ähnlich wie die Röhrendiode in einer HF-Gleichrichterschaltung, den vorangegangenen Schwingkreis; d. h., die mit ihr aufgebauten Gleichrichterschaltungen haben einen endlichen Eingangswiderstand, mit Dämpfungswiderstand $R_{dämpf}$ bezeichnet. Seine rechnerische Ermittlung erfolgt prinzipiell unter den gleichen Voraussetzungen wie bei der röhrenbestückten Gleichrichterschaltung. Hier gilt es jedoch, die Verlustleistung im Sperrwiderstand mit zu berücksichtigen. Die dazu erforderliche mathematische Behandlung kann in [1] nachgelesen werden. Das Ergebnis dieser Betrachtungen ist in Bild 31 wiedergegeben. Abhängig von dem gewählten R_a stellt sich in der Reihenschaltung (für diese gilt Bild 31) bei $R_B \gg r_0$ mit zunehmender Wechselspannungsamplitude ein ansteigender Dämpfungswiderstand ein. Er erreicht ein Maximum, um dann auf einen Wert von etwa $R_B/2$ abzufallen. Wird $R_B \leqq r_0$ gewählt, so

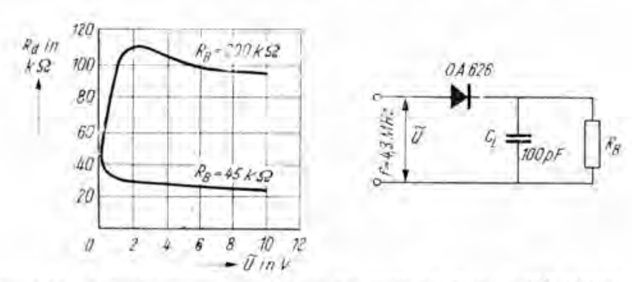


Bild 31 Dämpfungswiderstand bei Halbleiterdioden im HF-Gebiet

setzt ein zuerst etwas stärkerer und danach ein etwa stetig verlaufender Abfall des Dämpfungswiderstands mit zunehmender Wechselspannungsamplitude ein. Die sich ergebenden Dämpfungswiderstände sind – das wurde bereits erwähnt – stark von der Frequenz, der Zeitkonstante des RC-Glieds (R_B, C_L) und dem Nullpunktwiderstand der verwendeten Halbleiterdiode abhängig. Kennlinien für diese Zusammenhänge haben deshalb nur einen Sinn, wenn die genannten Werte mit angegeben sind oder die entsprechende Meßschaltung mit näheren Angaben hinzugefügt wird. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß für die Demodulation amplitudenmodulierter Schwingungen Dioden mit hohem Sperrwiderstand, kleinem Durchlaßwiderstand (das entspricht einer großen Steilheit der Durchlaßkennlinie) und kleiner Sperrschichtkapazität geeignet sind, wobei $R_B \gg r_B$ bzw. $R_B \gg r_0$ gewählt werden sollte, um einen möglichst hohen Wert für den Dämpfungswiderstand zu erzielen. Für die Gleichrichtung ist eine ausreichende Mindestspannung erforderlich (etwa 1 V), deren beliebiges Steigern ab einem gewissen Wert den Richtspannungswirkungsgrad nicht verbessert.

Nicht nur der Richtspannungswirkungsgrad stellt bei Halbleiterdioden dieser Untergruppe einen besonders interessierenden Parameter dar. So sind für Diskriminator- und Ratiodetektorschaltungen, d. h. also z. B. zur Frequenzdemodulation, Diodenpaare erforderlich, die sowohl statisch als auch in einem festgelegten Arbeitsbereich (bei einer bestimmten Frequenz und einem bestimmten Durchlaßstrom usw.) dynamisch sehr gut übereinstimmende Eigenschaften zeigen. Der Hersteller sucht solche Paare aus. Sie zeigen bei einem erzielten Richtstrom I_0 von $\geq 100\,\mu A$ (2 GA 109) eine Richtstromdifferenz ΔI_0 von $\leq 10\,\mu A$ zwischen beiden Dioden. Sie werden, durch Isolierschlauchstücke zusammengehalten, in den Handel gebracht. Insbesondere für den Einsatz in speziellen Modulatorschaltungen (z. B. Ringmodulator) und in der Meßtechnik (Ersatz für die vielfach verwendeten Kupferoxydul-Meßgleichrichter, die sogenannten „Maikäfer") dienen nach besonderen Gesichtspunkten ausgesuchte Dioden-

quartette. Die 4 Germaniumspitzendioden in Allglasausführung sind bei diesen Diodenquartetten in einem mit Epoxydharz verschlossenen Polystyrolgehäuse untergebracht.

2.2.3. Universaldioden für höchste Frequenzen

In diese Gruppe fallen speziell formierte Germaniumspitzendioden in Metall-Keramik-Ausführung (Internationale Patrone). Sie finden insbesondere in Meßaufbauten der Höchstfrequenztechnik als Gleichrichterelement Verwendung (vielfach auch als Richtdioden bezeichnet). Die gewählte Metall-Keramik-Ausführung in Patronenform gestattet einen elektrisch und konstruktiv günstigen Einbau dieser Halbleiterdioden in Koaxial- und Hohlleiterbauelemente. Nachfolgend sollen kurz die dafür erforderlichen speziellen Eigenschaften genannt werden. Diese Dioden werden teilweise für etwas größere HF-Gesamtverlustleistungen P_{HF} ausgelegt (OA 605 : $P_{HF\,max} = 350$ mW) als die üblichen Universaldioden in Allglasausführung ($P_{v\,max} \leq 150$ mW). Besonders interessiert der Richtstrom I_0, d. h. der Gleichstrom, der aus einer an der Diode anliegenden bestimmten HF-Leistung ($P_{HF} = 50$ mW) bei einer bestimmten Meßfrequenz ($f = 3$ GHz) durch den Richteffekt gewonnen wird. Der Richtstrom I_0 soll mit einem Meßgerät gemessen werden, dessen Innenwiderstand R_i etwa 9 Ω beträgt. Eine weitere wichtige Größe ist die Richtstromempfindlichkeit β

$$\beta = \frac{\Delta I}{\Delta P}; \tag{2.9}$$

ΔI Kurzschlußrichtstrom, ΔP – die dafür benötigte HF-Leistung bei Anpassung. Die Richtstromempfindlichkeit β ergibt besonders für Halbleiterdioden, die zur Gleichrichtung sehr kleiner HF-Leistungen dienen sollen, eine gute Aussage. Sie wird in den Kenndatenblättern als Funktion der HF-Leistung (Bild 32) oder als Funktion des Verschiebungsstroms angegeben. Unter Verschiebungsstrom versteht man einen zusätzlich zum Richtstrom fließenden Strom, der durch eine Arbeitspunktverlagerung (Vorspannung in Durchlaßrich-

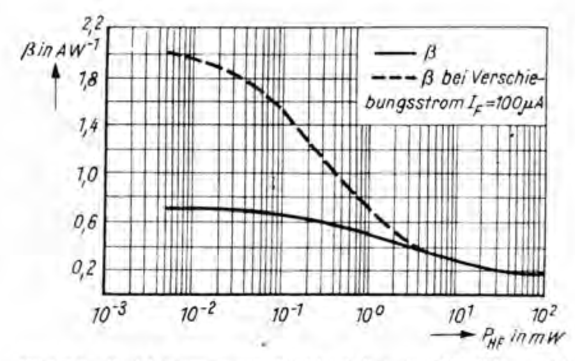


Bild 32 Richtstromempfindlichkeit bei der OA 601 — HWF in Abhängigkeit von der angelegten HF-Leistung (man beachte einmal die Größenordnung!), nach [11]

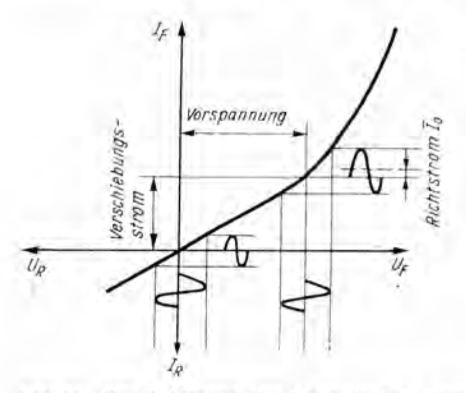


Bild 33 Zur Erklärung des Verschiebungsstroms

tung) zustande kommt. Diesen Zusammenhang erläutert Bild 33. Bei sehr kleinen HF-Leistungen wird die Strom/Spannungs-Kennlinie der Diode wegen der geringen Spannungsamplitude nur in der unmittelbaren Umgebung des Nullpunkts ausgesteuert. Wir wissen aber aus vorangegangenen Betrachtungen, daß dieser Kennlinienteil nahezu linear verläuft; deshalb kann nur ein sehr kleiner Richtstrom ent-

stehen. Spannt man die Halbleiterdiode durch eine zusätzliche Vorspannung in Durchlaßrichtung vor und überlagert dieser Vorspannung die gleichzurichtende Wechselspannung, dann ergibt sich bei richtiger Wahl der Vorspannung, d. h. bei Wahl eines Arbeitspunkts im stark gekrümmten Teil der Durchlaßkennlinie, ein auswertbarer Richtstrom und damit eine bessere Richtstromempfindlichkeit. Der zusätzlich zum Richtstrom fließende Verschiebungsstrom wird durch eine Stromkompensationsschaltung vom Anzeigeinstrument ferngehalten. Der richtige Abgleich dieser Kompensationsschaltung ist einfach durch Abschalten der HF-Leistung möglich: Das Anzeigeinstrument muß dann den Richtstrom $I_0 = 0$ anzeigen. Die Kennliniendarstellungen der Richtstromempfindlichkeit als Funktion der HF-Leistung enthalten meist Kennlinien mit und ohne Verschiebung des Arbeitspunkts, d. h. mit Verschiebungsstrom und ohne diesen. In jedem Falle ist der Wert des Verschiebungsstroms als Parameter anzugeben. Für die grafische Darstellung der Richtstromempfindlichkeit als Funktion des Verschiebungsstroms sind Angaben über die HF-Leistung als Parameter notwendig. Stehende Wellen, die durch Reflexionen entstehen können, spielen in der Höchstfrequenztechnik bei Bauelementeabmessungen, die in die Größenordnung der Wellenlänge fallen, eine wesentliche Rolle. Diese teilweise erwünschte Erscheinung (z. B. bei der Meßleitung) kann andererseits sehr starke Verfälschungen, z. B. in Meßergebnissen, bringen. Stehende Wellen bilden sich durch abrupte Widerstandsübergänge im Leitungszug aus. Sie verhindern teilweise oder ganz den Energietransport entlang der Leitung. Den Fragen der Widerstandsanpassung (Wellenwiderstandsanpassung) kommt daher in diesem Frequenzgebiet eine außerordentliche Bedeutung zu. Soll die verwendete Diode eine definierte Anzeige ermöglichen, dann ist eine festliegende Anpassung an den Leitungszug anzugeben. Sie wird im Anpassungsfaktor m ausgedrückt:

$$m = \frac{1 - r}{1 + r}; \tag{2.10}$$

r — Reflexionsfaktor, $r = 0$ — keine Reflexion, d. h. vollständige Anpassung, $r = 1$ — totale Reflexion.
Damit ergibt sich bei vollständiger Anpassung

$$m = \frac{1 - 0}{1 + 0} = 1$$

und bei vollständiger Reflexion

$$m = \frac{1 - 1}{1 + 1} = 0 .$$

Auch die Angabe des Anpassungsfaktors im Kenndatenblatt erfolgt unter Hinzufügen bestimmter Meßparameter (HF-Leistung, Meßfrequenz).
Als letzte spezielle Betriebsgröße sei der Videowiderstand R_{via} genannt. Er wird gleichfalls in Form einer Kennlinie in Abhängigkeit von der HF-Leistung angegeben und stellt den dynamischen Widerstand der Halbleiterdiode in einem — von der jeweils anliegenden Leistung abhängenden — Arbeitspunkt dar.
Auf Halbleitermischdioden für sehr hohe Frequenzen kann nicht näher eingegangen werden. Sie sind Halbleiterdioden mit gleicher oder ähnlicher Bauform. Sie sollen gleichfalls einen guten Anpassungsfaktor, eine hohe Richtstromempfindlichkeit und einen hohen Richtstrom aufweisen. Hinzu kommen Forderungen bezüglich eines niedrigen äquivalenten Rauschwiderstands, um z. B. ohne Vorstufen eine ausreichende Empfängerempfindlichkeit zu erzielen. Mischdioden sind relativ teuer und z. Z. schwer zu beschaffen. Der Amateur wird sie deshalb kaum einsetzen können.

2.3. Schaltdioden

Besonders in der Impulstechnik und damit in hohem Maße in Schaltungen der elektronischen Rechentechnik haben Dioden als schnelle und zuverlässige elektronische Schalter ein breites Anwendungsgebiet gefunden.
Der ideale Schalter hat im geöffneten Zustand bei höchsten

Spannungen einen unendlich hohen Isolationswiderstand und im geschlossenen Zustand bei höchsten Strömen keinen Übergangswiderstand. Die Umschaltzeit soll unendlich klein sein. Er darf keine Alterungserscheinungen zeigen und das zu übertragende Signal durch seine Eigenschaften (z. B. kapazitiven Nebenschluß) nicht verändern.

Diese Forderung erfüllt kein Schalter. Wir sehen daraus aber, nach welchen Gesichtspunkten Schaltdioden auszuwählen sind. Sie sollen möglichst kleine Schaltzeiten haben. Ein Maß für diese Eigenschaft ist die Sperrverzögerung, überhaupt das Sperrverzögerungsverhalten. Mitunter erfolgt auch die Angabe einer Sperrverzögerungszeit t_{rr}. Was ist unter diesen Begriffen zu verstehen? Angenommen: Man betreibt eine Schaltdiode in Durchlaßrichtung, und I_F beträgt 30 mA. Die Schaltdiode wird jetzt plötzlich durch einen Rechteckimpuls mit einer sehr steilen Flanke (Anstiegszeit etwa 0,1 μs) ge-

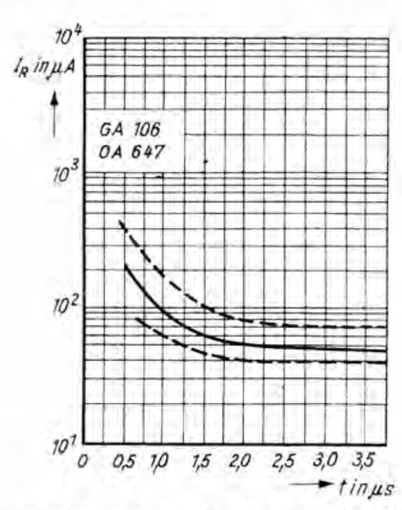


Bild 34 Sperrverzögerungsverhalten einer Schaltdiode, nach [11]. Man beachte in diesem und in den folgenden beiden Bildern die logarithmische Teilung der Ordinate. Der Sperrstromabfall würde im linearen Maßstab noch steiler verlaufen

schlossen. Über der Schaltdiode soll eine Sperrspannung von $U_R = 10$ V liegen. Unter den Kennwerten findet man für die betrachtete Schaltdiode (GA 106) bei $U_R = 10$ V: $I_R = \leq 40\ \mu A$. Diesem I_R von $\leq 40\ \mu A$ entspricht I_R jedoch nicht unmittelbar nach dem plötzlichen Schaltvorgang. Etwa 0,5 μs nach den Schaltungen hat der Sperrstrom die Größe $I_R = 200\ \mu A$; 3,5 μs, später fließen noch immer etwa 50 μA. Der Sperrstrom gleicht sich nach dem Schaltvorgang erst langsam an den statischen Wert an (Bild 34). In der Praxis mißt man dieses Verhalten durch Anlegen symmetrischer Rechteckimpulse mit einer Folgefrequenz von 50 Hz und einem Tastverhältnis von 1 : 2. Die Anstiegszeit beträgt 0,1 μs. Es lassen sich nun verschiedene Kennlinien für das Sperrverzögerungsverhalten ermitteln.

Betrachtet man unter Beibehaltung der übrigen Parameter das Sperrverzögerungsverhalten in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_a, so findet man eine ungünstige Beeinflussung bei Temperaturanstieg. Der Sperrstrom sinkt

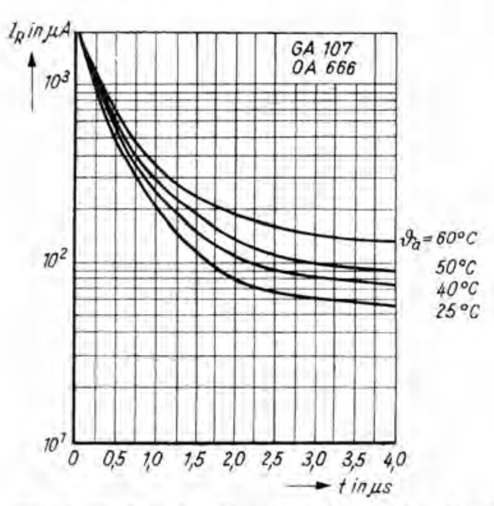


Bild 35 Einfluß der Umgebungstemperatur ϑ_a auf das Sperrverzögerungsverhalten, nach [11]

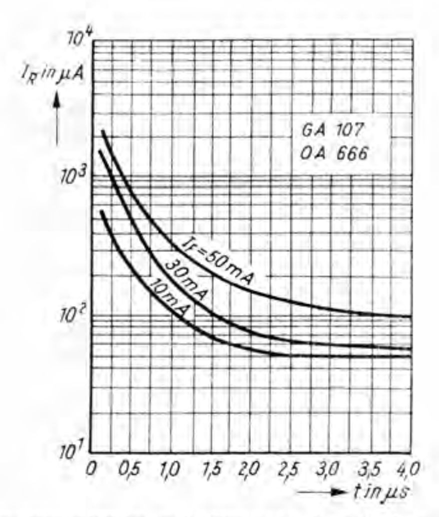


Bild 36 Sperrverzögerungsverhalten in Abhängigkeit vom fließenden Durchlaßstrom bei $U_F > 0$, nach [11]

langsamer auf den bei höherer Temperatur naturgemäß gestiegenen Sperrstrom ab (Bild 35). Schließlich kann von verschiedenen Durchlaßströmen ausgegangen werden, d. h., man stellt den Sperrstrom als Funktion der Zeit dar und wählt verschiedene Werte von I_F als Parameter unter Beibehaltung der übrigen Parameter (ϑ_a, U_R, f und Tastverhältnis; Bild 36). Den weiteren Forderungen an den idealen Schalter kommen Dioden mit steiler Durchlaßkennlinie, hoher Nennsperrspannung und hohem Sperrwiderstand am besten entgegen. Außerdem werden geringe Sperrschichtkapazitäten gefordert, da große Kapazitätswerte ein erhebliches Verschleifen der Impulsform bewirken. Ganz allgemein gilt, daß jede gute HF-Halbleiterdiode auch gute Eigenschaften als Schaltdiode aufweist und umgekehrt. Bei der Schaltdiode spielen allerdings Anpassungsfragen, Eigenschaften hinsichtlich der Richtstromempfindlichkeit und der speziellen Bauform keine Rolle.

2.4. Zenerdioden (Referenzdioden)

2.4.1. Anwendungsbereich und Eigenschaften

Ähnlich wie die bekannten Stabilisatorröhren eignen sich nach bestimmten Gesichtspunkten hergestellte Siliziumflächendioden zur Spannungsstabilisierung. Ihre stabilisierende Wirkung beruht auf dem sehr steilen (nahezu senkrechten) Verlauf der Sperrkennlinie im Durchbruchbereich. Erinnern wir uns noch einmal des Kennlinienverlaufs im Sperrbereich. Die Strom/Spannungs-Kennlinie verläuft unter einem bestimmten Winkel durch den Ursprung, um schon bei relativ kleinen Sperrspannungen ($U_R \leqq -0{,}1$ V) ihren konstanten Sperrsättigungsstrom I_{RS} zu erreichen. Nachdem die Sperrspannung erreicht ist (Wert hängt ab vom jeweiligen Typ), setzt besonders bei Siliziumhalbleiterbauelementen innerhalb sehr kleiner Spannungserhöhungen in Sperrichtung ein enormer Anstieg des Sperrstroms ein. Es kommt nach diesem Knick in der Sperrkennlinie zum Durchbruch, der im allgemeinen das Halbleiterbauelement zerstört oder zumindest in seinen Eigenschaften verändert. Bei der Zenerdiode wird dieses Gebiet jedoch absichtlich zum Arbeitsbereich gewählt. Durch einen entsprechenden Vorwiderstand läßt sich ein unbegrenztes Ansteigen des Stromes infolge des sehr geringen differentiellen Sperrwiderstands im Durchbruchgebiet verhindern, denn auch für die Zenerdiode darf die Verlustleistung konstruktiv festgelegte Grenzen nicht überschreiten. Maßgebend für die zulässige Verlustleistung sind die maximal zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_j, die Umgebungstemperatur ϑ_a und der innere Wärmewiderstand R_{thi} bzw. der Gesamtwärmewiderstand R_{th}. Auch in diesem Fall gelten die schon in Abschn. 1.5. dargelegten Gesichtspunkte. Die maximale Verlustleistung, errechnet nach Gl. (1.11)

$$P_V = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{R_{th}}, \tag{1.11}$$

ergibt im Sperrbereich eine entsprechende Verlustleistungshyperbel, da (Bild 37)

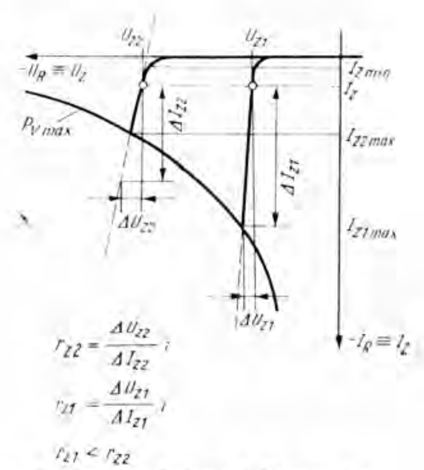


Bild 37 Sperrkennlinien für die Zenerdioden mit Kennwerten

$$P_V = I_R \cdot U_R = \text{const.} \tag{2.12}$$

Der sehr kleine dynamische Widerstand der Zenerdiode im Durchbruchgebiet bewirkt selbst bei geringen Sperrspannungsänderungen große Stromänderungen. Wird nun eine Zenerdiode in einer Schaltung entsprechend Bild 38 eingesetzt, so ergibt sich für den Gesamtstrom

$$I = I_R + I_B\,. \tag{2.13}$$

Über dem Vorwiderstand R_V fällt die Spannung

$$\Delta U = U - U_B = I \cdot R_V \tag{2.14}$$

ab. Die Größe des Spannungsabfalls wird damit durch den

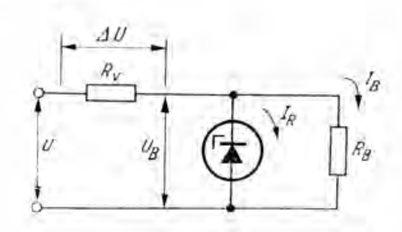


Bild 38
Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode

Gesamtstrom I und die Größe des Vorwiderstands bestimmt. Steigt jetzt z. B. die Spannung U um einen bestimmten Betrag, dann vergrößert sich U_B. Damit wächst der Strom I_R durch die Zenerdiode. Das hat aber einen Anstieg des Gesamtstroms I und somit einen Spannungsabfall ΔU zur Folge. Die Vergrößerung von ΔU wirkt also der Vergrößerung von U_B entgegen. Zwischen Anstieg des Sperrstroms durch die Zenerdiode und Wachsen des Spannungsabfalls stellt sich — abhängig von der Kennlinie der Zenerdiode — ein Gleichgewichtszustand ein. Bei diesem Gleichgewichtszustand kommt es zu einem bestimmten Anstieg des Sperrstroms der Zenerdiode gegenüber dem ursprünglichen Wert, der aber infolge der nahezu senkrecht abfallenden Kennlinie der Zenerdiode nur einen unbedeutenden Spannungszuwachs über der Diode erfordert. Die als Ausgangspunkt angenommene Spannungserhöhung am Eingang der Schaltung führt damit bei nahezu konstantbleibender Sperrspannung über der Zenerdiode zu einem erhöhten Sperrstrom I_R und damit zu einem erhöhten Spannungsabfall ΔU nach Gl. (2.14), wodurch die Spannungserhöhung ausgeglichen wird.
Eine ähnliche Betrachtung läßt sich für schwankende Lasten anstellen. Sinkt der Strom I_B, dann verringert sich ΔU. Damit wächst U_B und folglich auch I_R. Der Abnahme von I_B ist die Zunahme von I_R entgegengerichtet, so daß der Gesamtstrom I und damit der Spannungsabfall ΔU trotz schwankender Last konstant bleibt. Da entsprechend Gl. (2.14)

$$U_B = U - \Delta U \tag{2.14a}$$

und $\Delta U = \text{const.}$ bei $I = \text{const.}$, bleibt U_B gleichfalls auf seinem ursprünglichen Wert.

2.4.2. Schaltungsdimensionierung

Für die Zenerdiode wurden einige spezielle Kennwerte festgelegt. Einheitlich gibt man bei Zenerdioden kleinerer Verlustleistung ($P_{V\,max} \leq 300$ mW) die sogenannte Zenerspannung U_Z bei einem Zenerstrom $I_Z = 3$ mA an. Der dynamische Sperrwiderstand in diesem Kennlinienbereich

($-U_R \approx U_Z$) wird als Zenerwiderstand r_z bezeichnet. Bei Zenerdioden größerer Verlustleistung ($0{,}3\,W < P_{v\,max} < 5\,W$) gibt man U_Z bei einem Zenerstrom $I_Z = 100$ mA an. Auch hier nennt man den dynamischen Sperrwiderstand r_r für $-U_R \approx U_Z$ Zenerwiderstand r_z.
Ausgehend davon, daß der Stabilisierungseffekt nur in dem sehr steil verlaufenden Teil der Sperrkennlinie eintritt, darf die Spannung über der Zenerdiode einen bestimmten Betrag nicht unterschreiten. Andererseits muß eine Überlastung der Sperrschicht durch zu hohe Ströme vermieden werden (Grenze durch Verlustleistungshyperbel).
Der Hersteller nennt deshalb für die einzelnen Typen neben der Zenerspannung und dem Zenerwiderstand auch die minimal und maximal zulässigen Zenerströme $I_{Z\,min}$ und $I_{Z\,max}$.
Für den Vorwiderstand R_v gilt

$$R_v = \frac{U - U_B}{I_{Z min} + I_{B\,max}}. \tag{2.15}$$

Um die Zenerdiode vor Überlastung zu schützen, darf der bei völliger Lastabschaltung durch sie fließende Strom

$$I_{Z\,max} = I_{Z\,min} + I_{B\,max} \tag{2.16}$$

bei der entsprechenden Betriebsspannung $U_B = U_Z$ zu keiner Überschreitung der Verlustleistung $P_{v\,max}$ führen, d. h.,

$$I_{max} \cdot U_Z = (I_{Z\,min} + I_{B\,max}) \cdot U_Z \leqq P_{v\,max} \tag{2.17}$$

oder

$$I_{Z\,min} + I_{B\,max} \leqq \frac{P_{v\,max}}{U_Z}. \tag{2.17a}$$

Die sich bei Laststromschwankungen ΔI_B ergebenden Spannungsschwankungen ΔU_B lassen sich nach der einfachen Beziehung

$$\Delta U_B = r_z \cdot \Delta I_B \tag{2.18}$$

errechnen. Dieser Zusammenhang zeigt nochmals, daß sehr kleine Zenerwiderstände (nahezu senkrecht abfallende Kennlinie im Durchbruchgebiet) trotz erheblicher Laststromänderungen ΔI_B und damit verbundenen größeren Zenerstrom-

änderungen ΔI_Z nur verhältnismäßig geringe Spannungsänderungen ergeben. Ausführlich kann der Leser die bei der Schaltungsdimensionierung zu beachtenden Grundsätze in [18] nachschlagen.

2.4.3. Das Temperaturverhalten der Zenerdiode

Für die Stabilisierung soll der Zenerwiderstand r_z möglichst klein sein und die Zenerdiode eine konstante Zenerspannung U_Z liefern. Bei Veränderungen der Sperrschichttemperatur kommt es auch zu Änderungen der Zenerspannung. Zenerdioden mit $U_Z = 4{,}8$ bis $5{,}6$ V zeigen trotz Temperaturänderung etwa konstante Zenerspannungen. Für Zenerdioden mit $U_Z < 4{,}8$ V ergeben sich geringere Zenerspannungen; für solche mit U_Z 5,6 V ansteigende Zenerspannungen bei Temperaturzunahme (Bild 39). Man führt für dieses Verhalten einen Zenerspannungs-Temperaturbeiwert K_{UZ} ein. Er wird in 10^{-4} grd^{-1} angegeben und ergibt, multipliziert mit der Zenerspannung U_Z, die tatsächliche Spannungsveränderung ΔU_Z bei Temperaturänderung $\Delta\vartheta$.

$$\Delta U_Z = U_Z \cdot K_{UZ} \cdot \Delta\vartheta \qquad (2.19)$$

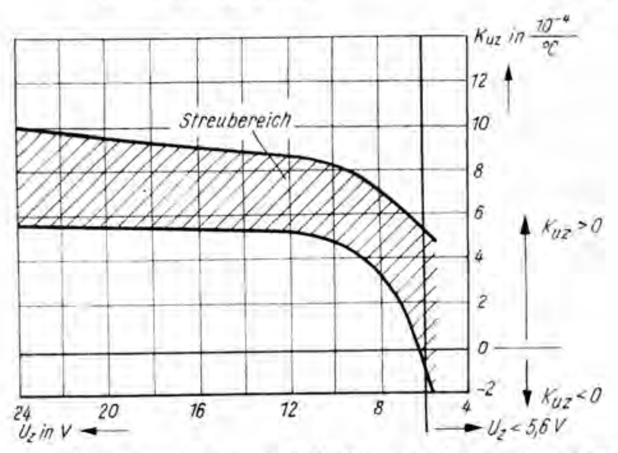


Bild 39 Temperaturbeiwert als Funktion der Zenerspannung, nach [11], $I_Z = 100$ mA = Parameter (SZ-Typen — HWF)

Beispiel:

Für die Siliziumleistungszenerdiode SZ 515 ($U_Z = 13{,}8$ V bis 15,8 V bei $I_Z = 50$ mA) beträgt $K_{UZ} = 7 \cdot 10^{-4}$ grd^{-1}. Bei einer Temperaturveränderung von $\Delta\vartheta = 20$ grd ergibt sich eine Zenerspannungsänderung

$$\Delta U_Z = 15\ \text{V} \cdot 7 \cdot 10^{-4}\ \text{grd}^{-1} \cdot 20\ \text{grd}$$

$$\Delta U_Z \approx 0{,}2\ \text{V}$$

($U_Z = 15$ V wurde als Mittelwert für die SZ 515 gewählt). Der Hersteller gibt den Zusammenhang

$$U_Z \cdot K_{UZ} = f\,(U_Z) \qquad (2.20)$$

auch als Kennlinie an (Bild 40).

Besonders bei Zenerdioden mit größeren Zenerspannungen wirkt sich der Temperatureinfluß aus (hohe Zenerspannung, hoher Temperaturbeiwert). Außerdem bedingt eine große Zenerspannung kleinere zulässige maximale Zenerströme $I_{Z\,max}$ (Verlustleistung ist für eine bestimmte Typenreihe konstant – siehe auch Verlauf der Verlustleistungshyperbel!). Noch eine andere Tatsache ist bei Zenerdioden mit hoher Zenerspannung ein Nachteil; siehe dazu Bild 41. Es zeigt für Siliziumleistungszenerdioden die Kennlinien

$$r_z = f(U_Z) \qquad (2.21)$$

mit I_Z als Parameter. Deutlich ist ein Minimum für r_z bei niedrigen Zenerspannungen zu ersehen, wobei die Lage des Minimums von Zenerstrom I_Z mit beeinflußt wird. Man beachte bei dieser Darstellung, daß die logarithmische Teilung der r_z-Koordinate den tatsächlichen Anstieg noch verringert darstellt.

Eine gute Stabilisierung erfordert

- einen ausreichend großen Vorwiderstand R_V,
- einen möglichst geringen Temperaturbeiwert K_{UZ},
- einen möglichst kleinen Zenerwiderstand r_z,
- eine möglichst niedrige konstante Umgebungstemperatur ϑ_a.

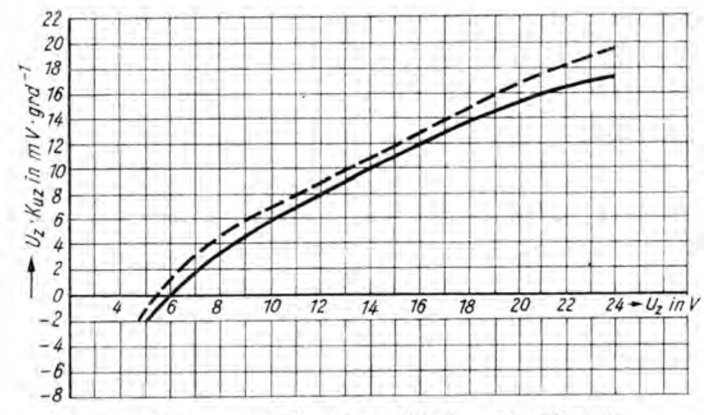


Bild 40 Darstellung von $U_Z \cdot K_{UZ} = f(U_Z)$, nach [11]; für ZA 250/5 bis 250/24 — HWF

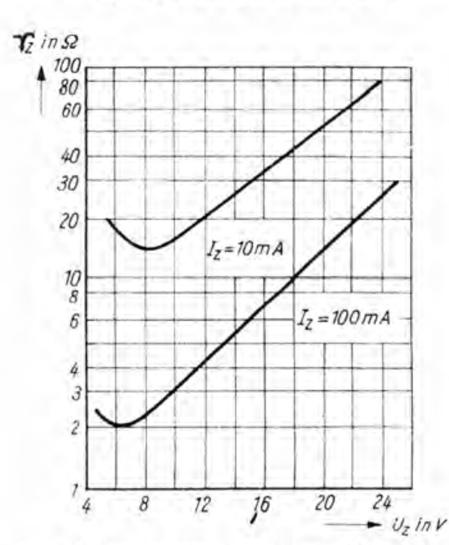
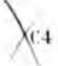


Bild 41 Abhängigkeit des Zenerwiderstands von der Zenerspannung für verschiedene I_Z, nach [11], $\vartheta_a = 25$ °C (SZ-Typen — HWF) — logarithmische Teilung der Ordinate beachten!



Es ist deshalb vorteilhaft, an Stelle einer Zenerdiode mit hoher Zenerspannung U_Z, hohem r_z und großem $U_Z \cdot K_{UZ}$ 2 Zenerdioden mit U_{Z1} und U_{Z2} in Reihe zu schalten, wobei

$$U_{Z1} + U_{Z2} = U_Z,$$

aber nicht unbedingt

$$U_{Z1} = U_{Z2}$$

sein muß. Man kann sogar zu einer Zenerdiode mit positivem K_{UZ} eine solche mit negativem K_{UZ} in Reihe schalten und damit einen Temperaturbeiwert $K_{UZ} \approx 0$ erzielen.
Für die Reduzierung der Verlustleistung bei schlechter Kühlmöglichkeit (hoher Umgebungstemperatur, kleinerer Kühlfläche) gibt der Hersteller ebenfalls Kennlinien mit der Beziehung

$$P_V = f(\vartheta_a) \tag{2.22}$$

mit der Kühlfläche als Parameter an. Das gesamte Problem der Kühlung wurde bereits bei Halbleitergleichrichtern beschrieben (Abschn. 2.1.3.). Es trifft gleichermaßen auf Siliziumleistungszenerdioden zu.

2.5. Vierschichtdioden

Die Gruppe der Vierschichtdioden wollen wir in 2 Untergruppen teilen. Es handelt sich einmal um die über eine spezielle Steuerelektrode von außen steuerbaren Siliziumvierschichtdioden, auch Vierschichttrioden, Trinistoren oder Thyristoren genannt, und um die keine äußere Steuerelektrode aufweisenden steuerbaren Germanium- oder Siliziumvierschichtdioden, die auch als Four-Layer-Dioden oder Shockley-Dioden bezeichnet werden.

2.5.1. Der Thyristor

Zuerst soll uns die Vierschichtdiode mit zusätzlicher Steuerelektrode interessieren, für die sich mehr und mehr der Name Thyristor einbürgert. Bild 42 zeigt den schematischen Auf-

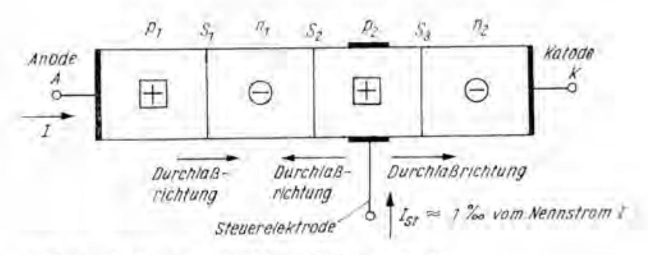


Bild 42 Thyristor — schematischer Aufbau

bau dieses Halbleiterbauelements. Es besteht aus 4 unterschiedlich dotierten Schichten (p_1, n_1, p_2 und n_2) und 3 Sperrschichten S_1 (p_1n_1-Übergang), S_2 (n_1p_2-Übergang) und S_3 (p_2n_2-Übergang). Wird an die Anode (p_1-Schicht) eine negative Spannung gelegt, dann sind die Sperrschichten S_1 und S_3 in Sperrichtung gepolt. Erhält die Anode positives Potential, dann sperrt die Sperrschicht S_2. Es kommt in diesen Fällen lediglich zu einem geringen Sperrstrom I_R durch die Sperrschicht S_2, wobei die Sperrschichten S_1 und S_3 in Durchlaßrichtung gepolt sind (Bild 43).

Die Sperrcharakteristik der Sperrschicht S_2 wird durch einen über eine besondere Elektrode in die p_2-Schicht eingespeisten Steuerstrom I_{St} verändert. Der Steuerstrom bewirkt entsprechend seiner Stärke Veränderungen der Ladungsträgerkonzentration in der Sperrschicht S_2. Diese Ladungsträgerveränderungen ergeben für den n_1p_2-Übergang bei positivem Potential an der Anode unterschiedliche Durchbruchspannungen, bei denen der Thyristor „zündet". Nach Überschreiten der Durchbruchspannung bleibt die Sperrschicht S_2 leitend; der Thyristor hat dann nur noch einen sehr geringen Durchlaßwiderstand. Damit fällt selbst bei hohen Strömen (es existieren heute Thyristoren für 1000 A Grenzstrom) nur eine verhältnismäßig kleine Spannung über dem Thyristor ab (Größenordnung 0,5 V bis 1,5 V).

Auch bei fehlendem Steuerstrom ($I_{St} = 0$) tritt bei genügend hoher positiver Anodenspannung der Durchbruch in der Sperrschicht S_2 und damit der Zündvorgang auf. Man bezeichnet das mit Überschreiten der Nullkippspannung U_{S0},

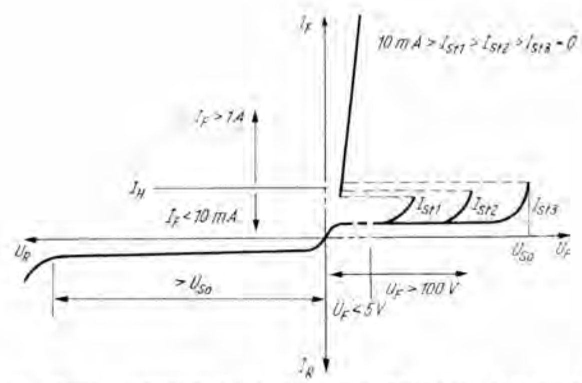


Bild 43 Strom/Spannungs-Kennlinien eines Thyristors mittlerer Leistung mit I_{St} als Parameter

Diese Zündung stellt jedoch keinen Betriebsfall dar und soll wegen eventuell eintretender Zerstörung des Thyristors vermieden werden. Hat der Thyristor einmal gezündet, dann übt der Steuerstrom I_{St} keinerlei Einfluß mehr auf sein Strom/Spannung-Verhalten aus. Soll der Thyristor gesperrt werden, dann ist die positive Anodenspannung unter die Haltespannung U_H abzusenken. Unterhalb dieser Spannung U_H erhält die Sperrschicht S_2 wieder ihre Sperrwirkung; der Thyristor wird sehr hochohmig, und es fließt nur noch ein sehr geringer Strom. Um ihn gut leitend zu machen, ist ein erneuter Einsatz des Zündstroms erforderlich.

Durch das erläuterte Strom/Spannungs-Verhalten ergeben sich für den Thyristor gute Eigenschaften als Schalter und Stellglied.

Bild 44 zeigt den Thyristor als steuerbaren Gleichrichter. An ihm liegt die vom Trafo gelieferte Wechselspannung. Ihr positiver Spitzenwert $\hat{U}$ darf dabei nur so groß sein, daß keine Zündung des Thyristors bei $I_{St} = 0$ eintritt. Ein variabler Steuerstrom I_{St} legt den Zündeinsatz in einen Spannungsbereich $< \hat{U}$. Überschreitet die positive Halbwelle die durch den jeweiligen Steuerstrom I_{St} festgelegte Zündspannung, dann wird der Thyristor leitend. Unterschreitet die Span-

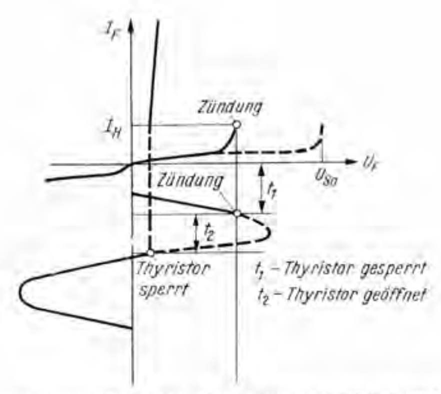


Bild 41 Thyristor als gesteuerter Gleichrichter

nung der positiven Halbwelle die Haltespannung, so sperrt der Thyristor. Außerdem sperrt er im gesamten Verlauf der negativen Halbwelle. Der Zündpunkt des Thyristors kann bei einem dauernd fließenden Steuerstrom variabler Größe zwischen Nulldurchgang und Scheitelpunkt der positiven Halbwelle, d. h. im Intervall $0 < \varphi < \pi/2$, gewählt werden. Zündpunkte im fallenden Teil der positiven Halbwelle, also im Intervall $\pi/2 < \varphi < \pi$, sind bei dauernd fließendem Strom nicht möglich.
Man kann aber den Thyristor auch in jedem beliebigen Punkt der positiven Halbwelle zünden. Es muß lediglich zum Zündzeitpunkt ein ausreichend starker Steuerstromimpuls fließen. Die geschilderten Maßnahmen erlauben eine zeitabhängige Steuerung des Stromflusses durch den Thyristor. Bildet man für eine bestimmte Zeit den Mittelwert über dem Stromfluß, so ergeben sich je nach Zündpunkt unterschiedliche Werte. Man kann somit durch Variation des Zündpunkts mit Hilfe des Steuerstroms oder angelegter Steuerimpulse den mittleren Energiefluß durch den Thyristor regeln und erhält damit ein ausgezeichnetes Bauelement für viele Anwendungsgebiete. Ausführliche Darlegungen dazu in [2] und [13]. Die auftretenden Wärme- und Kühlprobleme sind prinzipiell die gleichen wie bei Halbleitergleichrichterdioden.

2.5.2. Vierschichtdioden (Four-Layer-Dioden)

Diese Halbleiterbauelemente haben einen dem Thyristor sehr ähnlichen Aufbau; ihnen fehlt allerdings die Steuerelektrode. Der Umschaltvorgang aus dem Sperrbereich in den Durchlaßbereich und umgekehrt geschieht durch Betriebsspannungsänderungen oder mittels spezieller Impulse. In der vorliegenden Arbeit können wir infolge des begrenzten Umfangs nicht näher auf dieses relativ neue und interessante Bauelement eingehen. Es soll nur eine kurze Behandlung der Kennlinie und der sich daraus ergebenden Eigenschaften erfolgen. Eine übersichtliche und anschauliche Darstellung mit zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten, speziell für die Impulserzeugung, enthält [14].

Bild 45 zeigt das typische Kennlinienverhalten dieses Halbleiterbauelements. Während es beim Thyristor nach der Zündung zu einem unmittelbaren Sprung auf die Durchlaßkennlinie kommt, gibt es bei den Four-Layer-Dioden einen relativ stetigen Übergang von der Schaltspannung U_S zur Haltespannung U_H. In diesem Übergang steigt der Strom trotz abnehmender Spannung vom Schaltstrom I_S auf den Halte-

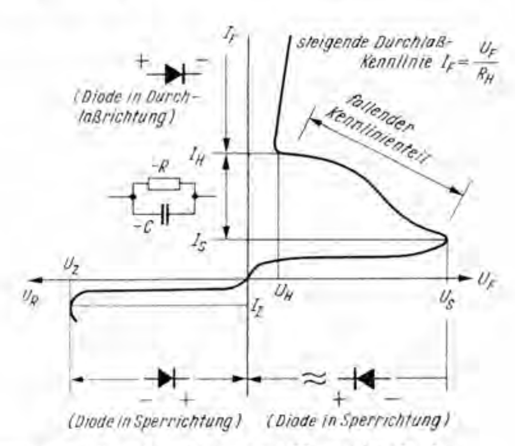


Bild 45 Strom/Spannungs-Kennlinie einer Vierschichtdiode, nach [14]

strom I_H. Das ergibt folglich ein Gebiet mit negativem dynamischem Widerstand (und negativer dynamischer Kapazität). Im anschließend einsetzenden Durchlaßbereich weist die Vierschichtdiode nur einen geringen dynamischen Widerstand r_h auf. Auf der Sperrseite, d. h. also bei entgegengesetzter Polung der anliegenden Spannung, ähnelt der Kennlinienverlauf dem einer Zenerdiode. Einige Richtwerte, die den Anwendungsbereich abgrenzen, seien zur besseren Anschaulichkeit angegeben:

Schaltspannung U_S	10 V bis 250 V
Haltespannung U_H	0,5 V bis 2 V
Zenerspannung U_Z	10 V bis 250 V
Schaltstrom I_S	einige Mikroampere bis einige Milliampere
Haltestrom I_H	1 mA bis 50 mA
dynamischer Widerstand im Durchlaßbereich R_H	1 Ω bis 20 Ω
maximal zulässiger Dauerstrom	50 mA bis 300 mA

Die Zeitkonstanten für das Umschalten Sperrzustand — Durchlaßzustand betragen $\leqq 0,2\ \mu s$. Der Schaltstrom kann bei sehr kurzen Stromimpulsen (Impulsbreite $t_z \leqq 50\ \mu s$) 2 A bis 20 A betragen! Der hohe Sperrwiderstand — für Sperrspannungen $\leqq 0,75\ U_s$ liegt er bei $> 1\ M\Omega$ — ergibt in Verbindung mit den angeführten Umschaltzeiten gute Schalteigenschaften.

Die Auswertung der in Bild 45 gezeigten Kennlinie veranschaulicht Bild 46. Ähnlich wie bei der Elektronenröhre (siehe Teil I) läßt sich die Widerstandsgerade für bestimmte Lastwiderstände R_L in die Kennliniendarstellung einzeichnen. Ihr Schnittpunkt mit der Spannungsachse ergibt sich bekanntlich aus der zur Verfügung stehenden Betriebsspannung U_B. Für die sich einstellenden Arbeitspunkte gibt es verschiedene Möglichkeiten. Bei $U_B \leqq U_s$ liegt der Arbeitspunkt im Strombereich $< I_S$, d. h., die Vierschichtdiode bleibt gesperrt. Sie kann allerdings durch einen Spannungsimpuls, der die Differenz zwischen U_B und U_S ausgleicht, geöffnet werden. Es stellt sich dann ein Arbeitspunkt auf dem steil ansteigenden Teil der Strom/Spannungs-Kennlinie ein. Ein

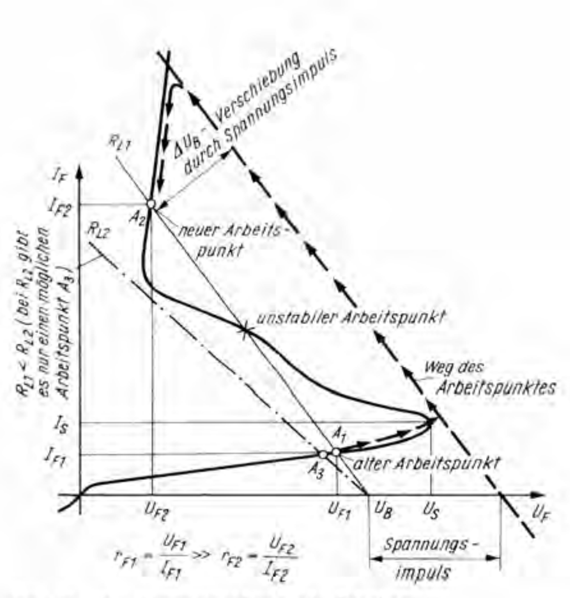


Bild 46 Die Vierschichtdiode als Schalter

Arbeitspunkt im Gebiet des negativen Widerstands wird nicht eingenommen, da er unstabil ist. Die Diode ohne zusätzlichen Spannungsimpuls zu öffnen, erfordert eine Spannung $U_B \underset{(=)}{>} U_s$, wobei das Gleichheitszeichen für den in der Praxis nicht vorkommenden Fall $R_L = 0$ gelten würde. Dafür gibt es nur einen möglichen Arbeitspunkt, der gleichfalls im Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit dem steil ansteigenden Teil der Kennlinie der Vierschichtdiode liegt.

Bei sehr großem Lastwiderstand bzw. sehr kleiner Betriebsspannung tritt nur einmal ein Schnittpunkt mit der Strom/Spannungs-Kennlinie der Vierschichtdiode auf. Er liegt unterhalb I_s – die Diode kann auch durch Anlegen eines sehr großen Spannungsimpulses nicht geöffnet werden.

2.6. Kapazitätsdioden

Kapazitätsdioden werden für Gütefrequenzen $f_Q = 1$ GHz als Siliziumflächendioden in Allglasausführung und für Gütefrequenzen $f_Q = 10$ GHz als Siliziumflächendioden in Metall-Keramik-Ausführung angeboten. Man nutzt bei diesen Halbleiterdioden die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität c_j. Es gilt allgemein der Zusammenhang

$$c_j \sim \frac{1}{\sqrt{U_R}}, \tag{2.23}$$

d. h., mit zunehmender, angelegter Sperrspannung U_R verringert sich die Sperrschichtkapazität. Das ist anschaulich durch den Leitungsmechanismus im Sperrzustand zu erklären. Der Anstieg der Sperrspannung bewirkt eine zunehmende Verbreiterung der Grenzschicht. Der Abstand zwischen den mit Ladungsträgern stark angereicherten Gebieten wächst; die Kapazität verringert sich entsprechend. Die Sperrspannung über der Kapazitätsdiode kann nicht beliebig gesteigert werden, da auch für diese Halbleiterdiode die bekannte Form der Sperrkennlinie gilt, d. h., der Sperrstrom wächst beim Überschreiten einer bestimmten Sperrspannung stark, und damit erfolgten schließlich der Durchbruch der Sperrschicht und ihre Zerstörung.

Für eine Kapazitätsdiode gilt die in Bild 47 gezeigte Ersatzschaltung. Sie enthält die von der angelegten Sperrspannung U_R abhängige Sperrkapazität c_r, den Serienwiderstand r_s und die Serieninduktivität l_s. Die Sperrkapazität c_r ist nicht mit der Sperrschichtkapazität c_j zu verwechseln. Die Sperrkapazität c_r setzt sich aus der Summe von Sperrschicht-

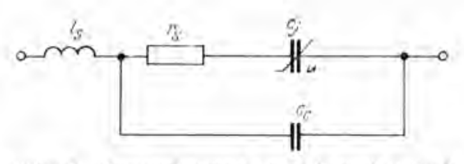


Bild 47 Ersatzschaltung einer Kapazitätsdiode

kapazität c_j und der durch den Aufbau im Gehäuse entstehenden Gehäusekapazität c_e zusammen

$$c_r = c_j + c_e \,. \tag{2.24}$$

Die anfangs erwähnte Gütefrequenz f_Q errechnet sich nach der Beziehung

$$f_Q = \frac{1}{2\pi \cdot r_s \cdot c_r} \,. \tag{2.25}$$

Sie stellt die Frequenz dar, bei der ein Schwingkreis, bestehend aus der Parallelschaltung einer idealen Induktivität (Spule mit unendlich kleinen Verlusten und unendlich kleiner Wicklungskapazität) und der Kapazitätsdiode, die Güte 1 besitzt. Für r_s ergeben sich Werte von einigen Ohm; c_r liegt für Kapazitätsdioden mit $f_Q \geqq 1$ GHz bei 10 bis 35 pF, c_j für Kapazitätsdioden mit $f_Q \geqq 10$ GHz bei 1 bis 5 pF (c_e hat den Wert von etwa 0,4 pF). Durch die Möglichkeit der Sperrschichtkapazitätsänderung und damit der Änderung der Sperrkapazität in Abhängigkeit von der angelegten Sperrspannung ergeben sich für die Kapazitätsdiode verschiedenartige Anwendungsmöglichkeiten. Relativ gut bekannt ist ihr Einsatz in Schaltungen zur automatischen Feinabstimmung eines Schwingkreises. In solchen Schaltungen gehört die Sperrkapazität der Kapazitätsdiode zur Kreiskapazität des Schwingkreises (Oszillatorschwingkreises). Ihre Sperrkapazität läßt sich durch eine anliegende — z. B. von einem Diskriminator gelieferte — Regelspannung verändern. Besteht auf diese Weise zwischen dem abzustimmenden Schwingkreis, dem nachfolgenden Signalverstärker und dem Diskriminator (er

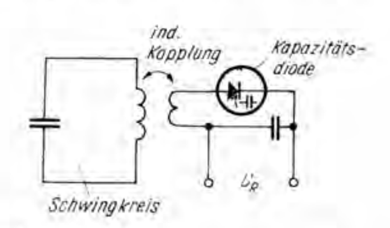


Bild 18 Kapazitätsdiode mit Schwingkreis

liefert eine Regelspannung, deren Größe von der jeweils anliegenden Frequenz abhängt) ein geschlossener Regelkreis, dann ist die automatische Frequenznachstimmung gewährleistet. Bei Frequenzabweichungen liefert der Diskriminator eine vom Sollwert abweichende Regelspannung. Die Kapazitätsdiode verändert ihre Sperrkapazität. Damit ergibt sich eine geänderte Kreiskapazität und Resonanzfrequenz des Oszillatorkreises. Voraussetzung dabei ist eine im richtigen Sinn zusammengefügte Regelschaltung. Weiterhin finden Kapazitätsdioden mit $f_Q \geqq 10$ GHz (Varaktoren) in parametrischen Verstärkern und in Frequenzvervielfachern Verwendung. Über die Wirkungsweise einer solchen Varaktordiode in einem parametrischen Verstärker ist Näheres z. B. in [19] zu finden. Wenden wir uns den meist vom Hersteller angegebenen Kennlinien zu. Besonders interessiert der Zusammenhang

$$c_r = f(U_R)\,. \qquad (2.26)$$

also die Sperrkapazität c_r als Funktion der angelegten Sperrspannung U_R. Sie wird vom Hersteller in Koordinatensystemen mit linearen Maßstäben angegeben, teilweise erfolgen auch Angaben mit logarithmischer Teilung beider Koordinaten. Die Angabe im linearen Maßstab (Bild 49) läßt deutlich den vielfach unerwünschten, nichtlinearen Verlauf bei kleinen Sperrspannungen erkennen, während das die doppelt

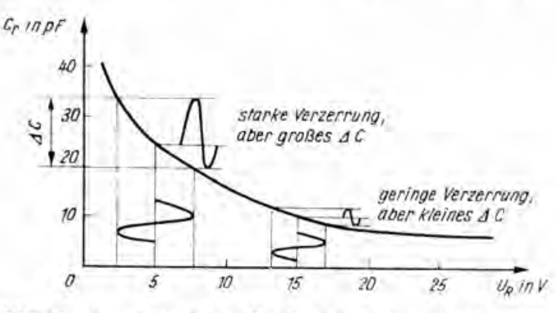


Bild 49 Sperrkapazität als Funktion der Sperrspannung mit Aussteuerungsbeispielen

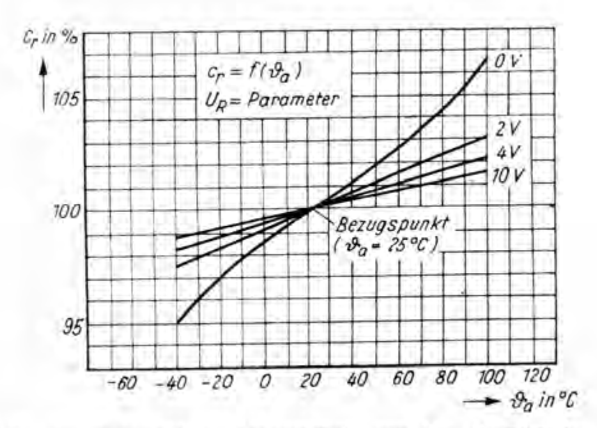


Bild 50 Sperrkapazität in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur mit U_R als Parameter, nach [11]

logarithmische Teilung einem ungeübten Betrachter nicht sofort offenbart. In den Anwendungsfällen schwankt die Sperrspannung um einen zu wählenden Mittelwert. Beträgt dieser Mittelwert < 10 V, dann ist mit relativ großen Nichtlinearitäten zu rechnen. Außerdem wird die Amplitude der Spannungsänderung nach links begrenzt. Auch vom Standpunkt des Temperatureinflusses ergeben sich bei höheren Sperrspannungen günstigere Verhältnisse (Bild 50). Die gezeigten Kennlinien verdeutlichen den Zusammenhang

$$c_r = f(\vartheta_a) \,. \qquad (2.27)$$

Als Bezugspunkt wählt man gern den Wert von c_r bei $\vartheta_a = 25$ °C und setzt diesen gleich 100%. Alle Kennlinien des in Gl. (2.27) angegebenen Zusammenhangs laufen dann bei U_R = Parameter mit unterschiedlicher Steilheit durch diesen Bezugspunkt. Die größte Steilheit und damit größte Temperaturabhängigkeit weist die Kennlinie mit dem Parameter $U_R = 0$ auf. Den bisherigen Forderungen steht ein Anstieg des Sperrstroms bei zunehmender Sperrspannung in bestimmten Anwendungsfällen entgegen (Dämpfungsverluste, Erwärmung durch Verlustleistung $I_R \cdot U_R$).

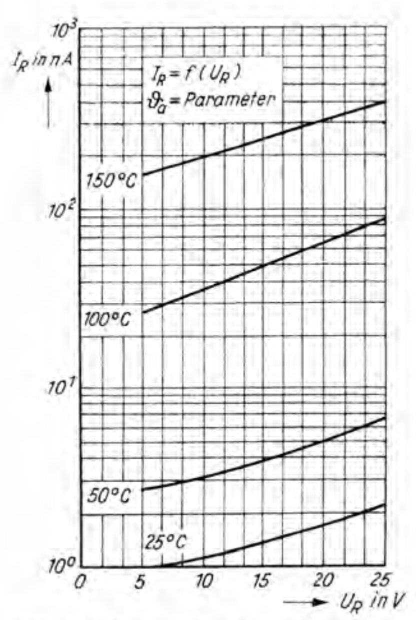


Bild 51 Wachsen des Sperrstroms mit zunehmender Sperrspannung und zunehmender Umgebungstemperatur, (nach [11]). Man beachte die logarithmische Teilung der Ordinate!

Den vom Hersteller angegebenen Zusammenhang

$$I_R = f(U_R) \qquad (2.28)$$

bei verschiedenen Umgebungstemperaturen ϑ_a als Parameter zeigt das Bild 51. Auch in diesem Fall bringt eine Darstellung in linear geteiltem Maßstab einen besseren Überblick. Sie läßt sich aus Bild 51 allerdings nur für eine bestimmte Umgebungstemperatur herausziehen, da andernfalls die I_R-Koordinate über 3 Zehnerpotenzen laufen müßte (daran erkennt man deutlich den in dieser Beziehung vorteilhafteren logarithmischen Maßstab).

Schließlich enthalten Katalogunterlagen noch Kennlinien, die die Beziehung

$$r_s = f(\vartheta_a) \tag{2.29}$$

für einen bestimmten c_r-Wert wiedergeben, der etwa dem günstigsten Betriebswert entspricht (Bild 52). Diese Kennlinie zeigt die nicht unwesentliche Zunahme von r_s bei ansteigenden Umgebungstemperaturen. Da r_s in die Güte mit eingeht, ersieht man auch hieraus den Nachteil erhöhter Umgebungstemperaturen.

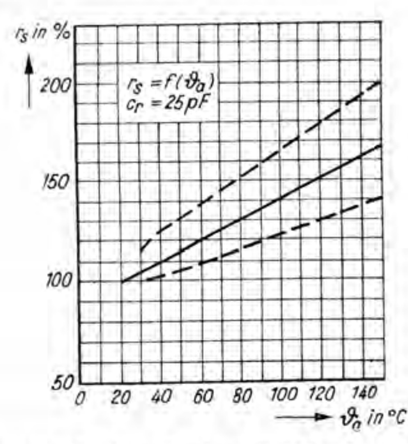


Bild 52 Serienwiderstand als Funktion der Umgebungstemperatur

2.7. Tunneldioden

Durch besondere Dotierung läßt sich für pn-Übergänge eine Kennlinie erzeugen, die in einem Teil fallenden Charakter aufweist, d. h. einen negativen dynamischen Widerstand. Bauelemente mit negativem Widerstand können, wenn die Größe des negativen Widerstands ausreicht, einen Schwingkreis völlig entdämpfen und somit zur Schwingungserzeugung dienen. Die Strom/Spannungs-Kennlinie einer Tunneldiode,

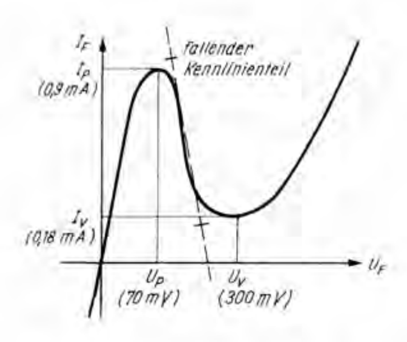


Bild 53
Strom/Spannungs-Kennlinie einer Tunneldiode (GE 115 — WF)

die als Germaniumdiode in besonderer Metall-Glas-Ausführung (mit lötfähigen Anschlußfahnen oder ohne diese für den konstruktiven Einbau in Höchstfrequenzbauteile) angeboten wird, zeigt Bild 53. Sie weist kein Sperrverhalten auf, d. h., der Strom steigt in Sperrichtung proportional mit der angelegten Sperrspannung sehr rasch. Dieses Gebiet interessiert im Betriebsfall nicht; deshalb werden vom Hersteller auch keine näheren Angaben über Kennwerte im Sperrbereich gemacht.

Im Durchlaßbereich steigt der Durchlaßstrom sofort sehr stark mit zunehmender Durchlaßspannung. Es tritt kein Gebiet mit relativ hohem Nullpunktwiderstand r_0 auf. Der erste Teil der Durchlaßkennlinie endet in einem relativen Maximum des Durchlaßstroms bei der Höckerspannung U_P; man bezeichnet es mit Höckerstrom I_P. Ihm folgt der fallende Teil der statischen Durchlaßkennlinie. Der dynamische Widerstand in diesem Teil ist negativ; hier liegt damit das Arbeitsgebiet als Schwingungserzeuger. Die Größe des negativen Widerstands, d. h. $|-r_f|$, schwankt je nach Typ zwischen $10\,\Omega$ und $130\,\Omega$. Der fallende Kennlinienteil endet im relativen Minimum bei der Talspannung U_V. Der Durchlaßstrom in diesem relativen Minimum trägt die Bezeichnung Talstrom I_V. Das Verhältnis von Höckerstrom I_P zu Talstrom I_V wird als Stromverhältnis oder Sprungverhältnis α bezeichnet. α liegt bei Werten > 4 (es wurden jedoch schon Werte von 60 erreicht!).

Auch Angaben über die bei $U_F = U_V$ gemessene Sperrschichtkapazität – sie wird als Talkapazität c_V bezeichnet – sind in den Kenndatenblättern enthalten und gestatten zusammen mit $-r_{f\,max}$, d. h. dem dynamischen Widerstand im steilsten Punkt des negativ verlaufenden Kennlinienteils, und dem Serienwiderstand r_s eine Abschätzung der Grenzfrequenz f_g im Bereich des negativen Kennlinienverlaufs. Es gilt

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot |-r_{f\,max}| \cdot c_V} \cdot \sqrt{\frac{|-r_{f\,max}|}{r_s} - 1} \; . \tag{2.30}$$

Das vollständige Ersatzschaltbild enthält noch eine Serieninduktivität l_s (Zuleitungsinduktivität) und eine Gehäusekapazität c_e (Bild 54).

Der in demselben Bild gezeichnete zweite Schaltungsteil besteht aus der Kreisinduktivität L_1, der Spannungsquelle U_1 zum Einstellen des Arbeitspunkts im negativen Kennliniengebiet und dem Ersatzwiderstand R_1. R_1 stellt den Verlustwiderstand der Spule und den Innenwiderstand der Spannungsquelle dar. Wird die Bedingung

$$|r_s + R_1| < |-r_f| \tag{2.31}$$

erfüllt, dann schwingt diese Schaltung. Da $|-r_f|$ z. B. bei der Tunneldiode GE 115 130 Ω und r_s etwa 5 Ω beträgt, ist diese Bedingung ohne größere Schwierigkeiten zu erfüllen.

Eine praktisch mögliche Schaltung zeigt Bild 55. Dabei spielt der Innenwiderstand der Spannungsquelle eine untergeordnete Rolle. Die Vorspannung wird über den Spannungsteiler R_1, R_2 festgelegt. Mit $R_2 \approx 1\,\Omega$ ergibt sich für den Kreis ein der Bedingung (2.31) entsprechender Wert. Ein parallel zu R_2 liegender Entkopplungskondensator überbrückt den Widerstand für die entstehende Hochfrequenz.

Die Anwendung der Tunneldiode als Schalter geht aus Bild 56 hervor. In die Strom/Spannungs-Kennlinie wird auch in diesem Fall eine Widerstandsgerade gelegt, die den Kennlinienverlauf in 2 stabilen Punkten, A und B, sowie in einem instabilen Punkt C schneidet. Wird die Diode im Punkt A betrieben (U_{FA}, I_{FA}) und trifft ein positiver Spannungs-

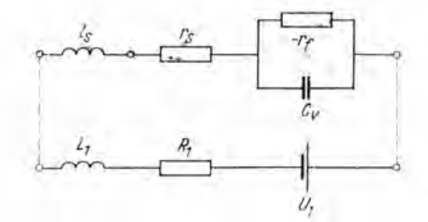


Bild 54
Ersatzschaltung einer Tunneldiode

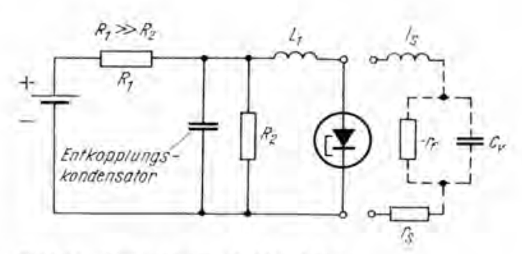


Bild 55 Tunneldiode als Oszillator

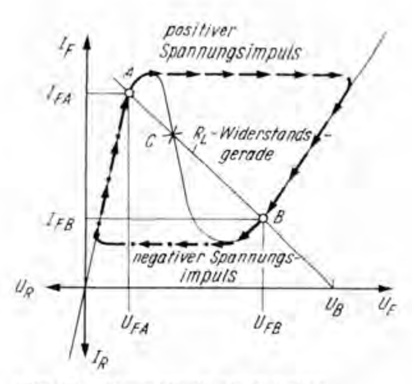


Bild 56 Tunneldiode als Schalter

impuls ein, so springt der Strom bei der Spannung U_{FB} auf I_{FB}. Durch einen negativen Spannungsimpuls wird schließlich wieder der Arbeitspunkt A eingenommen usw. Da

$$r_{FA} = \frac{U_{FA}}{I_{FA}} \ll r_{FB} = \frac{U_{FB}}{I_{FB}},$$

ergibt sich ein unterschiedlicher statischer Durchlaßwiderstand für die beiden Arbeitspunkte und damit die Schalteigenschaft.

Eine Sonderform der Tunneldiode ist die Backward-Diode. Bei ihr liegt der durch den Tunneleffekt hervorgerufene Kennlinienteil mit negativem dynamischem Widerstand im „Sperrbereich" (man kann bei dieser Diode nicht von einem Sperrbereich sprechen; Bild 57). Das Sprungverhältnis dieser Dioden liegt bei wesentlich kleineren Werten, weshalb sie sich nicht zur Schwingungserzeugung eignen ($-r_f > 1\,k\Omega$). Sie zeigen schon bei sehr kleinen Spannungen für U_F und U_R (< 50 mV) einen sehr steilen Kennlinienverlauf mit verhältnismäßig starker Krümmung und eignen sich deshalb gut für Mischschaltungen und zur Gleichrichtung bei sehr kleinen Spannungen. Ihre Gesamtkapazität ($c_e + c_j$) liegt bei nur etwa 1 pF bis 3 pF!

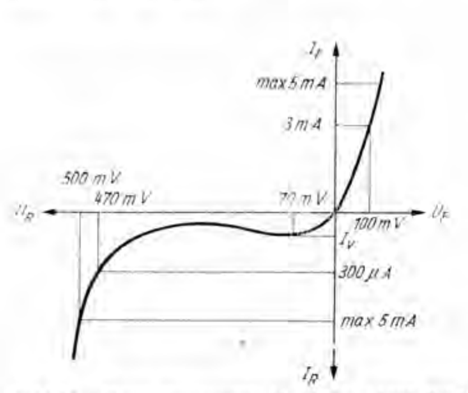


Bild 57 Strom/Spannungs-Kennlinie einer Backward-Diode (TU 1 B — Siemens)

2.8. Fotodioden, Fotoelemente

Die Leitfähigkeit von Halbleitermaterial, insbesondere die Sperrfähigkeit eines pn-Übergangs, kann durch Lichteinwirkung erheblich verändert werden. Diese Tatsache bildet die Grundlage für den Einsatz von Fotodioden (Bild 58). Die lichtempfindliche Halbleiteranordnung befindet sich in einem kleinen Metallgehäuse oder Glasröhrchen, und durch eine eingeschmolzene Glaslinse gelangt das einfallende Licht auf die lichtempfindlichste Stelle – den pn-Übergang. Die Lichtempfindlichkeit hängt dabei von der Wellenlänge λ des ein-

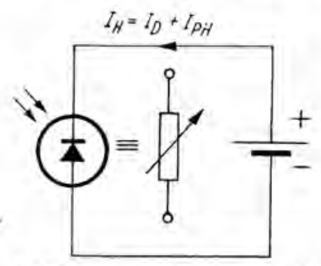


Bild 58 Fotodiode als lichtabhängiger Widerstand

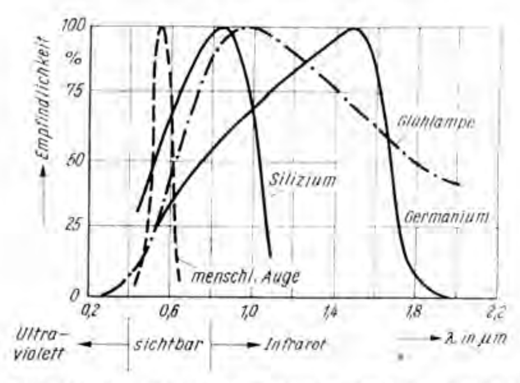


Bild 59 Ge- und Si-Fotodioden in ihrer Empfindlichkeit im Vergleich zum menschlichen Auge und zum Farbspektrum der Glühlampe (2800 K)

fallenden Lichtes ab. Man spricht auch von der Farbtemperatur und gibt diese in °K an. Bild 59 zeigt die unterschiedliche Empfindlichkeit von Germanium und Silizium im Vergleich zum menschlichen Auge und zur Gegenüberstellung noch die spektrale Emission einer Glühlampe von 2800 °K. Die Angabe der Fotodiodenkennwerte für eine bestimmte Farbtemperatur leuchtet auf Grund dieser Angaben sofort ein. Der durch die Fotodiode fließende Sperrstrom I_R, hier Hellstrom I_H genannt, setzt sich aus dem Dunkelstrom I_D und dem Fotostrom I_{PH} zusammen,

$$I_H = I_D + I_{PH}\,. \tag{2.32}$$

Der Dunkelstrom stellt den eigentlichen Sperrstrom dar, der bei Sperrspannungen von $U_R = 50$ V und Umgebungstemperaturen $\vartheta_a = 25$ °C weniger als 15 μA beträgt. Bei erhöhten Umgebungstemperaturen zeigt er im logarithmisch (!) geteilten Maßstab ein lineares Ansteigen mit der Umgebungstemperatur, d. h., sein Anstieg verläuft in Wirklichkeit exponentiell (Bild 60). Die Umgebungstemperatur ϑ_a soll deshalb 45 °C nicht übersteigen. Eine weitere Kenniniendarstellung zeigt Bild 61. Sie verdeutlicht einmal mit der Beleuchtungsstärke E als Parameter den Zusammenhang

$$I_H = f(U_R) \text{ (rechter Teil)} \tag{2.33}$$

für die Fotodiode (Betrieb in Sperrichtung), zum anderen die Abhängigkeit

$$I_{PH} = f(U_{PH}) \text{ (linker Teil)}, \tag{2.34}$$

d. h. des Fotostroms von der Fotospannung U_{PH} bei Betrieb der Fotodiode als Fotoelement ohne äußere Spannungsquelle. In diesem Falle erzeugt das einfallende Licht im Halbleitermaterial eine Urspannung, die einen Fotostrom durch den angeschlossenen Kreis treibt (Bild 62). Der Lastwiderstand R_L, das kann z. B. der Eingangswiderstand eines nachfolgenden Verstärkers sein, läßt sich als Widerstandsgerade in den linken Teil der Kennliniendarstellung einzeichnen. Damit ergibt sich der Arbeitspunkt für die jeweilige Beleuchtungsstärke.

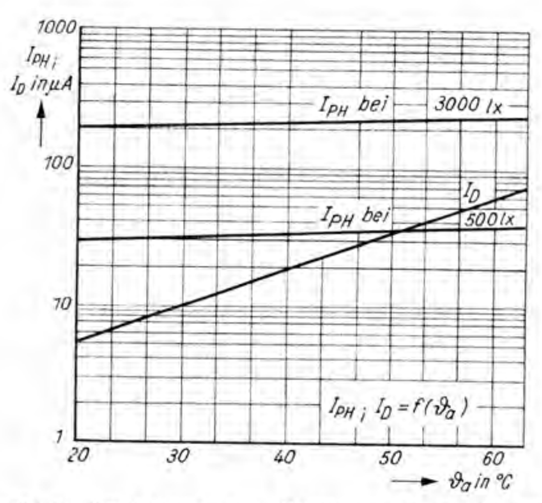


Bild 60 Dunkelstrom und Fotostrom bei verschiedenen Umgebungstemperaturen und verschiedenen Beleuchtungsstärken. Man beachte, daß $I_H = I_D + I_{PH}$!

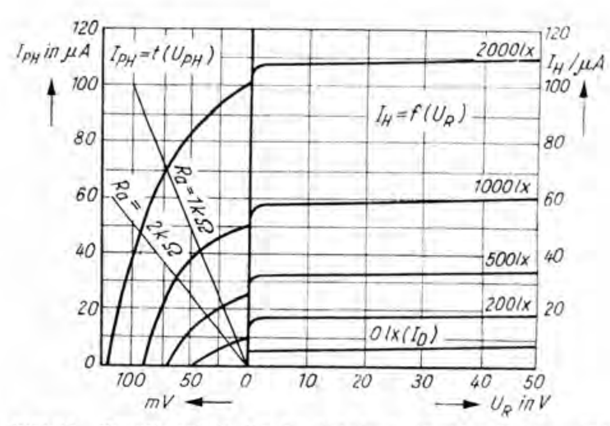


Bild 61 Kennlinienfeld für die Fotodiode (rechter Teil) und das Fotoelement (linker Teil)

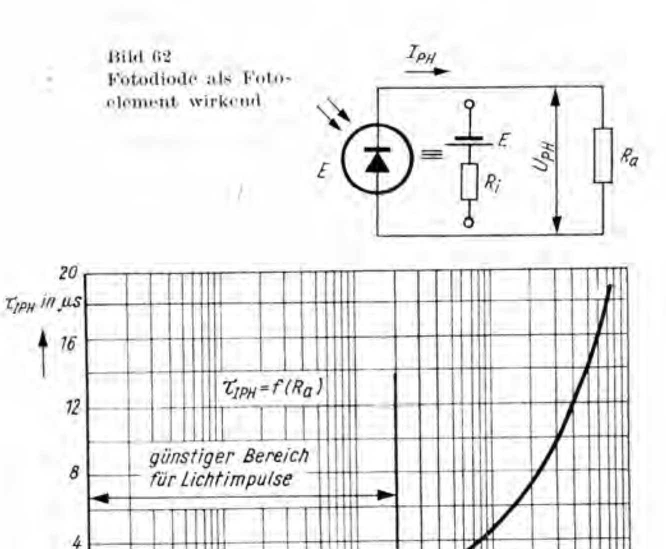


Bild 62
Fotodiode als Fotoelement wirkend

Bild 63 Fotostrom-Zeitkonstante τ_{IPH} als Funktion von R_a

Der rechte Teil des Kennlinienfelds mit dem Hellstrom als Funktion von der Sperrspannung zeigt nahezu keine Abhängigkeit des Hellstroms von der Sperrspannung. Maßgebend für I_H ist lediglich die Beleuchtungsstärke E. Fotodioden und Fotoelemente eignen sich sowohl für dauernden als auch für impulsartigen Lichteinfall. Sie haben allerdings infolge der bestehenden Sperrschichtkapazität eine gewisse Trägheit. Diese Sperrschichtkapazität ergibt zusammen mit dem Lastwiderstand R_L (auch Arbeitswiderstand R_a genannt) eine Zeitkonstante, die bei $R_L > 20\ k\Omega$ ansteigt (Bild 63). Für höhere Frequenzen sind deshalb Werte für $R_L < 20\ k\Omega$ günstiger.

Auf die in diesem Heft für Dioden beschriebenen Grundlagen wird bei Behandlung von Kennwerten und Kennlinien der verschiedensten Transistortypen in Teil III noch ausführlicher eingegangen.

3. Literaturhinweise

[1] Falter, M.: Dioden und Transistoren, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1966, Lehrbriefe 1 bis 3

[2] Lappe, R.: Stromrichter, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1965, Lehrbriefe 2 und 3

[3] Frühauf, H.: Elektronenröhren und elektronische Schaltungen, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1962, Lehrbrief 2

[4] Hildebrand, S.: Konstruktionen der elektrischen Feinwerktechnik I, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1966, Lehrbrief 3

[5] Paul, R.: Transistoren, VEB Verlag Technik Berlin, 1964

[6] Fontaine, G.: Dioden und Transistoren — Grundlagen, Philips' Technische Bibliothek, 1963

[7] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, II. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde, 1966

[8] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, herausgegeben von C. Rint/K. Kretzer, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

[9] Hütte — des Ingenieurs Taschenbuch, 28. Auflage, Verlag von Wilhelm Ernst & Sohn Berlin/München, 1962

[10] Rothfuss, H.: Transistor-Meßpraxis. Eine Anleitung für Messungen an Transistoren und Halbleiterdioden, Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart, 1961

[11] Schulungs-, Informations- und Katalogmaterial des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[12] Katalogmaterial der Firmen Siemens und Telefunken

Zeitschriftenartikel

[13] Belter, K.: Thyristoren – Eigenschaften und Anwendungen. radio und fernsehen 16 (1967), H. 5, S. 131 bis 133 (1. Teil); H. 6, S. 181 bis 183 (2. Teil)

[14] Belter, K.: Eigenschaften und Anwendungen von Vierschichtdioden, radio und fernsehen 16 (1967), H. 1, S. 10 bis 12 (1. Teil); H. 2, S. 53 bis 55 (2. Teil); H. 3, S. 90 bis 92 (3. Teil)

[15] Fischer, H.-J., und Görsch, R.: Transistorisierter HF- und Videowobbler, radio und fernsehen 15 (1966), H. 24, S. 759 bis 761

[16] Zöllner, B.: Berechnung, Konstruktion und Bau eines Hochspannungsgleichrichterteils mit Siliziumdioden, Funkamateur 15 (1966), H. 12, S. 593 bis 594

[17] Schlegel, E.: Das vernünftige Sendernetzteil, Funkamateur 15 (1966), H. 12, S. 601 bis 602
(Bei Auswertung dieses Beitrags ist unbedingt die Berichtigung in Heft 2 (1967), S. 87 der gleichen Zeitschrift zu beachten.)

[18] Gleichspannungsstabilisierung mit Zenerdioden, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 10, S. 305; Heft 11, S. 337; Heft 12, S. 369

[19] Fischer, H.-J.: Fortschritte in der HF-Technik, Elektronisches Jahrbuch 1965, Deutscher Militärverlag Berlin, S. 64 bis 73

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1967
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Typografie: Günter Hennersdorf
Vorauskorrektor: Marianne Bock
Korrektor: Elfriede Sell
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
1,90



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG